

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

Sähkötekniikan osasto

Timo Lehtimäki

TEOLLISUUDEN TASASUUNTAAJIEN OHJAUS JA SÄÄTÖ

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 27.3.1995



Työn valvoja

Matti Mård



Työn ohjaaja

Pekka Varis

19648

TKK SÄHKÖTEKNIIKAN
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO

ALKULAUSE

Tämä diplomityö on tehty Pitäjänmäellä ABB Industry Oy:n DC Drives -tulosyksikössä. Työn valvojana on toiminut Teknillisen korkeakoulun Sähkökäytön ja tehoelektroniikan professori Matti Mård, jolle tahdon osoittaa kiitokset työtäni kohtaan osoittamasta mielenkiinnosta. Työn ohjaajaa DI Pekka Varista kiitän mielenkiintoisesta ja opettavaisesta aiheesta sekä hyvistä neuvoista työn aikana. Suuret kiitokset myös ABB Industry Oy:lle työskentelymahdollisuuksista ja rahoituksen järjestämisestä.

Haluan lisäksi kiittää TkT Jouko Niirasta, TkL Jorma Kyyrää ja opiskelutoveriani DI Matti Mustosta hyvistä neuvoista ja rakentavasta kritiikistä. Kiitokset kaikille työni valmistumiseen vaikuttaneille henkilöille.

E erityiskiitos Merville ja vanhemmilleni korvaamattomasta tuesta.

Espoossa 27.3.1995



Timo Lehtimäki

Tekijä:	Timo Lehtimäki	
Työn nimi:	Teollisuuden tasasuuntaajien ohjaus ja säätö	
Päivämäärä:	27.3.1995	Sivumäärä: 74
Osasto:	Sähkötekniikan osasto	
Professuuri:	S-81 Sähkökäyttö ja tehoelektroniikka	
Työn valvoja:	Professori Matti Mård	
Työn ohjaaja:	DI Pekka Varis	
<p>3-vaiheisella tyristorisillalla ohjattuja tasasähkökoneita käytetään edelleen laajalti teollisuuden säädettävissä sähkökäytöissä. Digitaalisten säätömenetelmien yleistyminen on mahdollistanut useita erilaisia toteutuksia tyristorisillan ohjaamiseksi optimaalisesti. Erityisesti momentin säädön suhteen esitetään tarkkoja vaatimuksia, jolloin virtasäädön toiminta on ratkaiseva.</p> <p>Työn tavoitteena oli selvittää 6-pulssisillan virtasäätäjän toimintaperiaate sekä esittää menetelmiä tasasähkökoneen ohjaamiseksi tehokkaasti. Tavoitteena oli lisäksi tutkia 6-pulssisillalle vaihtoehtoisten tasasuuntaajakytkentöjen toteutusmahdollisuuksia.</p> <p>Virtasäädön toteuttamiseksi on löydetty useita mahdollisuuksia. Tässä tutkimusraportissa käsitellään erään 6-pulssisillan virtasäätäjän toimintaperiaate sekä kirjallisuudessa esitettyjä virtasäätäjän toteutusmahdollisuuksia; raportissa selvitetään myös säädön toteutusta sumealla logiikalla. 6-pulssisillan virtasäädön vaikeutena on epälineaarinen käyttäytyminen virran aukottuessa. Virtasäätäjän toiminnan ymmärtämiseksi suuntaajan toiminta aukottuvalla virralla on esitetty. Lisäksi on tutkittu uusimman digitaalitekniikan suomia mahdollisuuksia suuntaajan ohjaukseen, jolloin tasasähkökonetta voidaan hyödyntää tehokkaammin.</p> <p>Raportissa selvitetään myös verkkokommutoivien suuntaajien rajoituksia ja tarkastellaan 6-pulssisillalle vaihtoehtoisia kytkentöjä tasasähkökoneiden ohjaukseen. Päähuomio kohdistuu suuntaajan tehokertoimen parantamiseen ja yliaaltojen minimoimiseen.</p>		
Avainsanat:	6-pulssisilta, tasasuuntaaja, virtasäätö, aukottuva virta, ennakoiva ohjaus, sumea logiikka	

**HELSINKI UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY**

**ABSTRACT OF THE
MASTER'S THESIS**

Author:	Timo Lehtimäki		
Name of the thesis:	Control Methods of Industrial DC Converters		
Date:	27.3.1995	Number of pages:	74
Faculty:	Electrical Engineering		
Professorship:	S-81 Electric Drives and Power Electronics		
Supervisor:	Professor Matti Mård		
Instructor:	Pekka Varis, M. Sc. (El. Eng.)		
<p>DC machines controlled by a 3-phase thyristor bridge are still widely used in demanding industrial applications. Digital control methods have become more common and several methods have been introduced for controlling a thyristor bridge. Particularly important has been the optimal control of the torque and therefore the correct operation of converter's current control loop is most important.</p> <p>The purpose of this thesis was to investigate different current control methods used in DC converters and also clear up some control ideas for efficient control of DC machines. One target of this work was also to analyze alternative hardware configurations to implement a DC converter.</p> <p>Many different possibilities to implement a current controller have been found. This thesis analyzes one current control method implemented in a 6-pulse bridge and some other methods presented in literature. A possibility to implement current control with fuzzy logic is also explained. The most difficult point in the current control is the nonlinear behaviour of the drive when the current becomes discontinuous. In order to understand the operation of the current controller, this work explains the behaviour of the converter in discontinuous current area. This report also proposes some control methods to be used for optimal DC machine operation with newest digital control possibilities.</p> <p>The limitations of a 6-pulse bridge are explained and some alternative configuration possibilities are investigated and compared with a 6-pulse bridge. Main target of this comparison was to find solutions with better power factor and lower harmonics than with a 6-pulse bridge.</p>			
Keywords:	6-pulse bridge, DC converter, current control, discontinuous current, predictive control, fuzzy logic		

Sisällysluettelo

Alkulause.....	I
Tiivistelmä.....	II
Abstract	III
Sisällysluettelo	IV
Käytetyt merkinnät ja lyhenteet	VII
1 Johdanto	1
1.1 Sähkökäyttöjen ohjaus ja säätö.....	1
1.2 Digitaalitekniikka sähkökäytöissä.....	2
1.3 Tutkimuksen tavoitteet	2
2 Tasasähkökoneen ja 6-pulssisillan toimintaperiaate.....	4
2.1 Tasasähkökone	4
2.1.1 Tasasähkökoneen rakenne ja toimintaperiaate.....	4
2.1.2 Tasasähkökoneen ohjaus.....	5
2.2 6-pulssinen tyristorisilta	7
2.2.1 Rakenne ja toimintaperiaate	7
2.2.2 Ohjaus	8
2.2.3 Virran kommutointi.....	9
2.2.4 Tehokerroin	10
2.2.5 Yliaallot.....	11
2.2.6 6-pulssisillan yhteenveto	12
3 Tasasähkökoneen ohjaaminen tehokkaasti	13
3.1 Yleistä tasasähkökoneen ohjauksesta.....	13
3.2 Tasasähkökoneen optimaalinen ohjaus	13
3.2.1 Ohjauksen toimintaperiaate.....	13
3.2.2 Suuntaajan toiminta vaihtosuuntaajana.....	15
3.2.3 Tehohäviöt.....	17
3.3 Johtopäätökset	18
4 Aukottuvan alueen mallintaminen	19
4.1 Aukottuvan alueen ongelma	19
4.2 Aukottuvan alueen matemaattinen laskenta	19
4.2.1 Virran käyrämuoto aukottuvalla alueella	19
4.2.2 Suuntaajan ominaiskäyrät	21
4.2.3 Suuntaajan vahvistus	23
4.2.4 Suuntaajan näennäinen resistanssi	24
4.3 Johtopäätökset	24
5 Virtasäätäjän toteutus.....	25
5.1 Säätöpiirin yleinen rakenne	25

5.2	Epälineaarinen säätö korjaustekijällä	26
5.2.1	6-pulssisillan toiminta aukottuvalla alueella.....	26
5.2.2	Ohjauskulman ja kompensointikulman laskenta.....	28
5.3	Epälineaarilla korjaustekijällä varustetun virtasäätäjän toteutus	29
5.3.1	Aukottumisrajan laskenta.....	29
5.3.2	Virtasäätäjän toimintaperiaate.....	30
5.3.3	Virtasäätäjän ohjelman toteutus	32
5.3.4	Suuntaajan ASIC-piirin toiminnot	33
5.3.5	Virtamittaukset.....	34
5.3.6	Virtasäätäjän parametrien määrittäminen.....	35
5.4	Virtasäädön toteuttaminen digitaalisignaali prosessorilla (DSP).....	37
5.4.1	Yleistä	37
5.4.2	DSP:llä toteutetun sytytyspiirin ohjaus ja rakenne	38
5.4.3	DSP:llä toteutettava ennakoiva virtasäätö.....	40
5.5	Sumealla logiikalla toteutetun virtasäätäjän periaate	41
5.5.1	Sumean logiikan synty	41
5.5.2	Sumea logiikka ja sumeat joukot	41
5.5.3	Epälineaarisen korjaustekijän toteutus sumealla logiikalla.....	42
5.5.4	Sumean logiikan sovellusalueet	45
5.5.5	Sumean logiikan ongelmat.....	45
5.6	Johtopäätökset	45
6	Suuntaajakytkentöjen vertailua.....	47
6.1	Yleistä.....	47
6.2	12-pulssinen tyristorisilta	47
6.2.1	Rakenne.....	47
6.2.2	Ohjaus	48
6.2.3	Tehokerroin	48
6.2.4	Yliaallot.....	49
6.2.5	Vertailu 6-pulssisiltaan.....	50
6.3	GTO-silta.....	50
6.3.1	Rakenne.....	50
6.3.2	Ohjaus	52
6.3.3	Tehokerroin	55
6.3.4	Yliaallot.....	57
6.3.5	Jännitteenalenema	58
6.3.6	Vertailu 6-pulssisiltaan.....	59
6.4	Katkojakäytöt	59
6.4.1	Katkojan tehoasteen rakenne.....	59
6.4.2	Ohjaus	61
6.4.3	Vertailu 6-pulssisiltaan.....	62
6.5	Resonanssipiirillä varustettu suuntaaja	63
6.5.1	Häviötön kytkentä	63
6.5.2	Rakenne.....	63
6.5.3	Suuntaajan toiminta.....	64
6.5.4	Ohjaus	66

6.5.5	Tehokerroin ja yliaallot.....	67
6.5.6	Vertailu 6-pulssisiltaan.....	68
6.6	Johtopäätökset	68
7	Yhteenveto	70
	Lähdeluettelo	71

Käytetyt merkinnät ja lyhenteet

A	anodi
B	magneettivuon tiheys
C	kapasitanssi
d	derivaatta
E, e	koneen sähkömotorinen voima, sähkömotorisen voiman hetkellisarvo
F	voima
I, i, \hat{i}	virta, virran hetkellisarvo, virran huippuarvo
J	hitausmassa
K	katodi
K	vahvistus
k	konevakio
L	induktanssi
l	pituus
N	negatiivinen valitsija
P	positiivinen valitsija, pulssiluku
P	teho
Q	loisteho
R	resistanssi
S	näennäisteho
T	momentti
t	aika
U, u	jännite, jännitteen hetkellisarvo
V, \hat{V}	syöttöjännite, syöttöjännitteen huippuarvo
v	nopeus
X	reaktanssi
Z	impedanssi

kreikkalaiset aakkoset:

α	ohjauskulma
β	virran sammumiskulma, pulssinleveys
δ	aika pääjännitteen nollakohdasta ensimmäiseen sytytys hetkeen
Δ	vaihtelu
γ	virran johtokulma jatkuvalla virralla
φ	virran ja jännitteen vaihe-ero
μ	kommutointikulma
θ	virran johtoaika
∂	osittaisderivaatta
τ	aikavakio
ω	kulmanopeus
ξ	jäsenyysfunktio
Ψ	magneettivuo

Alaindeksit:

A	ankkuri-
a,b,c	vaiheet
base	tyyppi-
C	kondensaattori
c	jatkuva alue, katkenta
d	aukottuva alue, tasoitus-
end	loppuarvo
F	magnetointi-
i	ideaalinen
jakso	jakson pituus
k	kommutointi-
L	kuorma-, induktanssi
M	moottori-
max	maksimiarvo
min	minimiarvo
N	nimellinen
neg	negatiivinen
O	ohjaus-
on	auki
p	pää-
pos	positiivinen
pulssi	pulssin pituus
p.u.	suhteellisarvo
rms	tehollisarvo
sw	kytkin
V	vaihe-
μ	kommutointikulma
α	ohjauskulma
0	resonanssi-
1	perusaalto

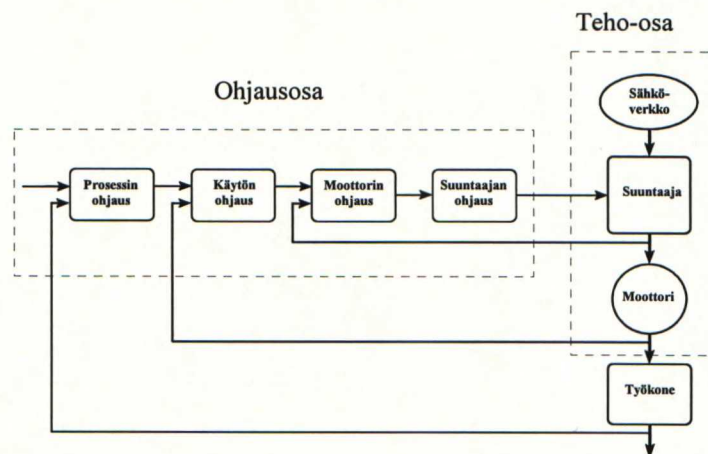
lyhenteet:

ABB	Asea Brown Boveri, monikansallinen sähkötekniikan yritys
GTO	Gate Turn Off (thyristor), hilalta sammutettava (tyristori)
INT	desimaaliluvun katkaisu kokonaisluvuksi
NB	Negative Big, suuri negatiivinen
NM	Negative Medium, keskikokoinen negatiivinen
NS	Negative Small, pieni negatiivinen
NVB	Negative Very Big, hyvin suuri negatiivinen
PB	Positive Big, suuri positiivinen
PM	Positive Medium, keskikokoinen positiivinen
PS	Positive Small, pieni positiivinen
PVB	Positive Very Big, hyvin suuri positiivinen
smv	sähkömotorinen voima
SW	kytkin
Z	Zero, nolla

1 Johdanto

1.1 Sähkökäyttöjen ohjaus ja säätö

Säädettävät sähkökäytöt ovat saavuttaneet johtavan aseman työkonen käyttäjänä teollisuudessa ja liikennevälineissä. Sähkökäyttö on määritelmänsä mukaan sähköverkon ja hyötytyötä tekevän työkonen välillä toimiva energianmuutין, jonka tehtävänä on käyttää työkonetta turvallisesti ja taloudellisesti /Mård 1993/. Sähkökäytön pääpiiri ja ohjaushierarkia on esitetty kuvassa 1.1.



Kuva 1.1. Sähkökäytön pääpiiri ja ohjaushierarkia

Sähkökäytön tehtävä on antaa työkonelle ohjausta vastaava toimintatila. Vaadittua toimintatilaa ylläpitävää järjestelmää kutsutaan säätöjärjestelmäksi. Usein ensisijaisena säätösuureena on nopeus, jolloin säätöjärjestelmää kutsutaan nopeuden säätöjärjestelmäksi. Tasasähkökoneen säätöjärjestelmä koostuu usein kahdesta sisäkkäisestä säätöpiiristä: nopeuden säätöpiiristä ja virran säätöpiiristä. Tällöin puhutaan kaskadisäädöstä. Säätäjiä voidaan tarkastella erillisinä, koska mekaaninen aikavakio on yleensä huomattavasti sähköistä suurempi.

Tyypillisiä vaatimuksia teollisuuden sähkökäyttöille ovat nopea vaste ja suuri tarkkuus. Säädön ja ohjauksen tarkoitus on saavuttaa paras mahdollinen staattinen ja dynaaminen suorituskyky. Säätö ja ohjaus eroavat toisistaan siten, että säätöön liittyy aina takaisinkytkentä säädön kohteena olevasta suureesta. Ohje- ja oloarvoja vertaamalla tehdään tarvittavat korjaukset säätäjän lähtösuureeseen. Säädön haittapuolena on siis väistämätön viive. Ohjearvossa tehdyn muutoksen vaikutus näkyy oloarvossa vasta järjestelmän viiveiden jälkeen; lisäksi myös takaisinkytkentä saattaa sisältää viiveitä. /Ojala 1987/

Ohjauksessa käytetään järjestelmästä muodostettua tarkkaa mallia. Tällöin ohjaussuure voidaan saada välittömästi oikeaksi. Ohjauksen etu on järjestelmän hyvä ja viiveetön hallittavuus. Hankaluutena on usein riittävän tarkan mallin luominen; joko järjestelmän mallia ei osata riittävän tarkasti tai tarkan mallin muodostaminen vaatii liikaa muistia.

Yleinen menetelmä prosessin hallintaan on ohjauksen ja säädön yhdistäminen, jolloin puhutaan usein adaptiivisesta ohjauksesta (adaptiivisella säädöllä taas tarkoitetaan sitä, että säätäjän parametrit muuttuvat järjestelmän toimintapisteen mukaan). Adaptiivisella ohjauksella saadaan ohjauksen ja säädön parhaat puolet yhdistettyä ja heikot puolet eliminoidua. Ohjaus muodostetaan melko tarkaksi säästäen kuitenkin järjestelmän kapasiteettia. Samalla säädön tehtäväksi jää vain ohjauksessa syntyneiden virheiden poistaminen takaisinkytkennän avulla.

1.2 Digitaalitekniikka sähkökäytöissä

Digitaalitekniikan käyttö on lisääntynyt säädettävissä sähkökäytöissä, ja suurin osa nykyään valmistettavista suuntaajista on mikroprosessoriohjattuja. Voidaankin väittää, että tulevaisuudessa digitaaliset sähkökäytöt syrjäyttävät analogiset käytöt, joiden määrä teollisuudessa on kuitenkin edelleen huomattavan suuri. Digitaalisten käyttöjen ja mikroprosessorien yleistymiseen on useita syitä:

- parempi suorituskyky (tarkempi nopeussäätö, lyhyempi vasteaika)
- ohjauslaitteiden standardointi (joustavuus voidaan säilyttää tekemällä sovelluskohtaisia muutoksia ohjelmistoon)
- pienempi komponenttien lukumäärä
- parempi luotettavuus (yksinkertaisemmat fyysiset konfiguraatiot, yksittäisten komponenttien epäluotettavuuden eliminointi)
- pienemmät kokonaiskustannukset (nopeampi suunnittelu ja valmistus)

Mikroprosessorien tehtävänä sähkökäytöissä ei ole pelkästään säädön toteuttaminen, vaan mikroprosessorin tulee myös huolehtia kommunikoinnista erilaisten valvonta- ja ohjauslaitteiden kanssa. Suuren osan mikroprosessorin kapasiteetista vaatii liittyminen erilaisiin tehdasjärjestelmiin. Yhä yleisempää on yksittäisten käyttöjen liittäminen koko tehdasta hallitsevaan järjestelmään, jolloin sähkökäytöltä vaaditaan yhteensopivuutta eri järjestelmien kanssa.

Koska laitteiston kustannukset on oltava alhaiset, on esimerkiksi säätö- ja ohjausalgoritmit suunniteltava siten, että riittävän hyvä suorituskyky saavutettaisiin mahdollisimman pienellä laskentateholla.

1.3 Tutkimuksen tavoitteet

Tutkimuksen tavoitteena oli selvittää 6-pulssisillan virtasäätäjän toimintaperiaate sekä esittää menetelmiä tasasähkökoneen ohjaukseen. Säädön vaikeutena on havaittu olevan suuntaajan epälineaarinen käyttäytyminen virran aukottuessa. Nykyisellä tekniikalla ongelma on kuitenkin ratkaistavissa; joitain yksinkertaisia ratkaisumenetelmiä esitetään tässä työssä. Virtasäätäjän toiminnan ymmärtämiseksi suuntaajan toiminta aukottuvalla virralla on analysoitu.

Kun riittävä suorituskky ja luotettavuus on saavutettu, kiinnittyy huomio taloudellisuuteen ja kiristyyiin standardeihin. Tärkeiksi seikoiksi muodostuvat sähkökäytön hyötysuhteen parantaminen, verkkohäiriöiden pienentäminen ja loistehon kulutuksen vähentäminen. Tulevaisuudessa suurimmat ponnistelut sähkökäyttöjen kehityksessä tulevat olemaan juuri tällä alueella, sillä usein riittävä suorituskky on jo saavutettavissa.

Tavoiteltaessa parasta tulosta tasasähkökoneiden ohjaukseen, esille nousevat verkkokommutoitvien suuntaajien rajoitukset. Työssä tarkastellaan 6-pulssisillalle vaihtoehtoisia kytkentöjä tasasähkökoneiden ohjaukseen. Erilaisten suuntaajakytkentöjen käsittely pohjautuu kirjallisuudessa esitettyihin ratkaisuihin. Kytkentöjen vertailussa päähuomio on kiinnitetty suuntaajan tehokertoimen parantamiseen ja yliaaltojen minimoimiseen.

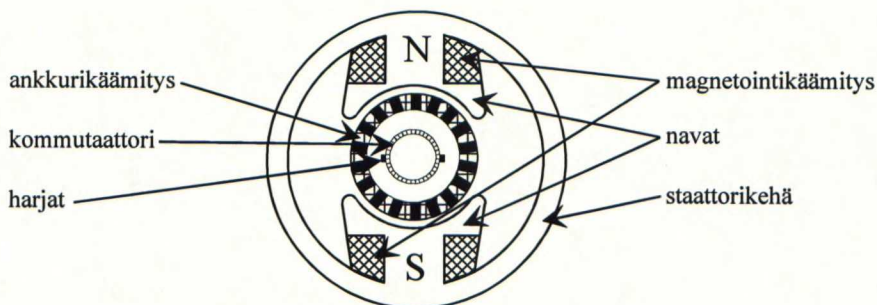
Tämä työ jakaantuu tavoitteiden mukaan kahteen osaan: Ensimmäisessä osassa käsitellään 6-pulssisillan toimintaperiaatetta sekä erilaisia säätömenetelmiä keskittyen lähinnä virtasäätäjän toteutusmahdollisuuksiin ja tasasähkökoneen ohjaamiseen tehokkaasti. Toisessa osassa vertaillaan erilaisia suuntaajakytkentöjä tulevaisuuden tarpeet ja komponenttien kehitystrendit huomioiden.

2 Tasasähkökoneen ja 6-pulssisillan toimintaperiaate

2.1 Tasasähkökone

2.1.1 Tasasähkökoneen rakenne ja toimintaperiaate

Kuvassa 2.1 on esitetty tasasähkökoneen poikkileikkaus. Staattorikehän sisäpuolelle on kiinnitetty magneettinavat, joiden ympärillä on magnetointikäämitys. Magnetointikäämien virta synnyttää roottorin läpi kulkevan magneettivuon, joka sulkeutuu staattorikehän kautta. Roottorin pintaan tehdyissä urissa on käämitys, jota kutsutaan ankkurikäämikseksi. Ankkurikäämissä sähköteho muuttuu mekaaniseksi tehoksi. Nykyaikaisissa koneissa on lisäksi kääntönapakäämitys ja kompensointikäämitys. Kääntönapakäämityksellä varmistetaan kommutointi, ja kompensointikäämityksen tarkoituksena on kumota ankkurivirran vaikutuksia koneen vuohon. Koneen akselilla on kommutaattori, joka muodostuu toisistaan eristetyistä kupariliuskoista. Käämityksen vyyhtien kaksi päättä kytketään kommutaattoriin siten, että jokaiseen liuskaan liitetään yhden vyyhden alkupää ja toisen vyyhden loppupää. Roottorikäämitykseen syötetään sähköä kommutaattoria laahaavien hiiliharjojen kautta. Roottorin rautasydämeen syntyy roottorin pyöriessä pyörrevirtahäviöitä, mistä syystä roottori valmistetaan aina levyrakenteisena. Staattorikehä on yleensä massiivista rautaa, mutta napakengät ovat usein levyrakenteisia. /Luomi 1992/



Kuva 2.1. Tasasähkökoneen poikkileikkaus

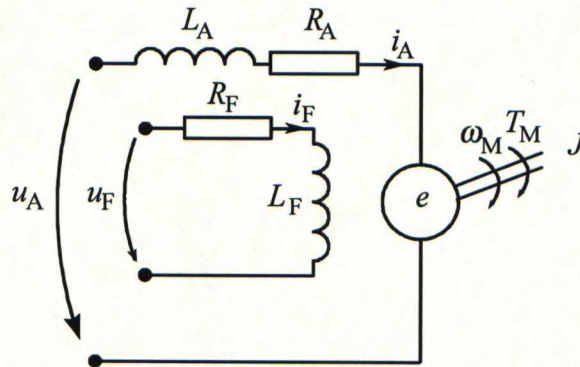
Tässä työssä käsitellään vierasmagnetoitua tasasähkökonetta, jossa magnetointikäämitystä ja ankkurikäämitystä syötetään erillisistä jännitelähteistä. Tällöin tasasähkökoneen nopeutta voidaan helposti säätää näiden jännitteiden avulla. Harjojen kautta ankkurikäämitykseen syötetty virta jakaantuu kahteen osaan siten, että N-navan alla roottorin ulkopinnalla olevien johtimien virta kulkee kuvatasoon päin ja S-navan alla virta kulkee kuvatasosta pois päin. Johtimen ollessa magneettikentässä siihen kohdistuu voima F . Jokaiseen renkaan ulkopinnalla olevaan johtimeen kohdistuu näin kehän

suuntainen voima, ja nämä voimat aiheuttavat koneen vääntömomentin T_M . Roottorin pyöriessä kommutaattori muuttaa kytkentää koko ajan siten, että virtojen suunnat napojen alla pysyvät samoina ja momentti säilyy. Kun käämityksen silmukka siirtyy navan alta toisen navan alle, sen virran suunta kääntyy. Tätä kutsutaan kommutoinniksi.

Magneettikentässä liikkuvaan sähköjohtimeen indusoituu Lenzin lain mukaisesti liikejännite U , jonka suuruus riippuu johtimen pituudesta l , nopeudesta v ja magneettivuon tiheydestä B ($U = Blv$). Magnetointikäämityksen virta synnyttää koneeseen roottorin lävistävän magneettikentän. Kun roottori pyörii, indusoituu ankkuripiiriin johtimiin tällöin liikejännite. Liikejännitteestä käytetään tässä työssä nimeä koneen sähkömotorisen voima (= smv). Sähkömotorisen voiman suuruus riippuu siis roottorin kulmanopeudesta ja magnetoinnin suuruudesta.

2.1.2 Tasasähkökoneen ohjaus

Vierasmagnetoidun tasasähkökoneen toiminta voidaan esittää yksinkertaisesti sijaiskytkennän ja yhtälöiden avulla. Yhtälöiden yksinkertaistamiseksi oletetaan ankkuripiiriin induktanssi ja resistanssi vakioiksi. Tasasähkökone oletetaan myös täysin kompensoiduksi, jolloin ankkuripiiriin muutokset eivät vaikuta vuohon. Vierasmagnetoidun tasasähkökoneen toiminta voidaan esittää yhtälöillä (2.1)...(2.6) (vrt. kuva 2.2).



Kuva 2.2. Vierasmagnetoidun tasasähkökoneen sijaiskytkentä

$$u_A = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + e \quad (2.1)$$

$$u_F = R_F i_F + \frac{d\psi_F}{dt} \quad (2.2)$$

$$\psi = f(i_F) \quad (2.3)$$

$$e = k \cdot \omega_M \cdot \psi \quad (2.4)$$

$$J \frac{d\omega_M}{dt} = T_M - T_L \quad (2.5)$$

$$T_M = k \cdot \psi \cdot i_A \quad (2.6)$$

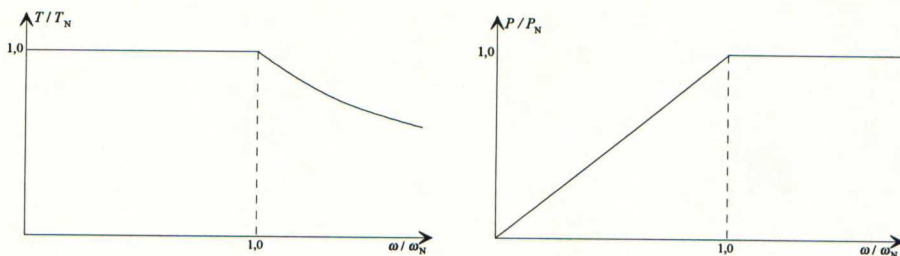
missä u_A	on ankkurijännite
u_F	on magnetointijännite
i_A	on ankkurivirta
i_F	on magnetointivirta
R_A	on ankkuripiirin resistanssi
R_F	on magnetoimispiirin resistanssi
L_A	on ankkuripiirin induktanssi
L_F	on magnetoimispiirin induktanssi
k	on konevakio
e	on koneen sähkömotorisen voiman (= smv) hetkellisarvo
T_M	on koneen kehittämä momentti
T_L	on kuormitusmomentti
ω_M	on koneen kulmanopeus
J	on akselilla vaikuttavaa hitausmomentti
Ψ	on ankkurin käämivuo
Ψ_F	on magnetoimiskäämin käämivuo

Yhtälöistä (2.1), (2.4) ja (2.6) saadaan nopeus pysyvässä tilassa:

$$\omega_M = \frac{U_A}{k\psi} - \frac{R_A I_A}{k\psi} = \frac{U_A}{k\psi} - \frac{R_A}{(k\psi)^2} T_M \quad (2.7)$$

Koneen nopeutta voidaan ohjata muuttamalla ankkurijännitettä, ankkuripiirin resistanssia tai magnetointia. Nopeutta ohjataan yleensä ankkurijännitteellä magnetoinnin pysyessä vakiona, sillä ankkuripiirin virtaa voidaan muuttaa nopeasti verrattuna magnetointipiiriin. Resistanssia ei käytetä nopeuden säätöön, sillä sen käyttö aiheuttaa häviöitä. Nimellisellä magnetointivirralla ankkurijännite voidaan nostaa nolasta aina nimelliseen saakka, jolloin myös koneen nopeus on nimellinen. Nopeuden nostaminen yli nimellisen on mahdollista kentänheikennyksellä eli pienentämällä koneen vuota. Koneen momenttia asetellaan ankkurivirran ja vuon avulla. Momentti on yhtälön (2.6) mukaisesti suoraan verrannollinen ankkurivirran suuruuteen mikäli vuo on vakio.

Kuvassa 2.3 on esitetty tasasähkökoneen toimintakäyrät moottorina, kun ankkuripiirin virta on nimellinen ja kone toimii vakiomagnetoinnilla nimellismopeuteen saakka. Tällöin moottorista saadaan nimellisvirtaa vastaava nimellismomentti ja moottorin teho nousee jännitteen kasvaessa. Kentänheikennysalueella ei jännitettä voi enää nostaa ja jännitettä pidetään nimellisenä. Tällöin moottorin teho pysyy vakiona. Kentänheikennysalueella moottorin momentti pienenee yhtälön (2.6) mukaisesti. Moottoria on edullista ohjata kentänheikennysalueella, jos maksimimomenttia tarvitaan vain nimelliseen nopeuteen saakka ja nopeutta tarvitsee nostaa yli nimellisen.

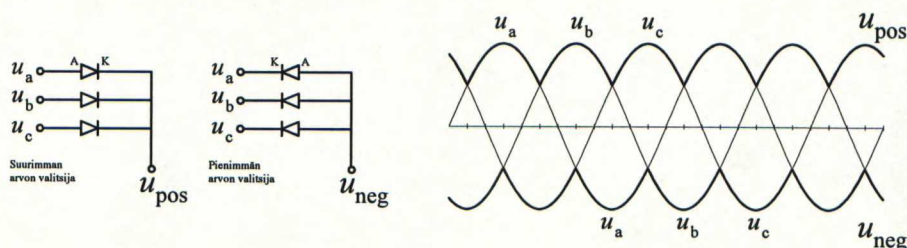


Kuva 2.3. Moottorin momentin ja tehon ominaiskäyrät

2.2 6-pulssinen tyristorisilta

2.2.1 Rakenne ja toimintaperiaate

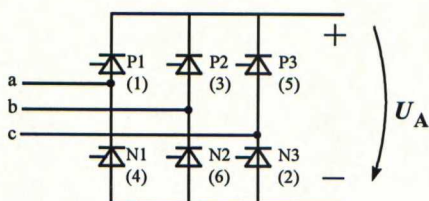
Tarkastellaan ensin diodeilla toteutettua ohjaamatonta tasasuuntaajasiltaa. Diodisilta muodostetaan siten, että jokaiselle syöttöverkon vaiheelle on kaksi kytkintä joista toinen on kytketty suurimman ja toinen pienimmän arvon valitsijaan (vrt. kuva 2.4). Kolmevaiheisella suuntaajalla on siis kuusi kytkintä. Tasavirtalähteen plusnapaan saadaan aina suurin ja miinusnapaan pienin vaihtojännite. Tasavirta siis sulkeutuu kullakin hetkellä pienimmän ja suurimman jännitevaiheen kautta. /Mård 1992/



Kuva 2.4. Kolmivaiheiset diodikytkimet ja jännitekäyrämuodot /Mård 1992/

Diodi toimii yksisuuntaisena kytkimenä, ja se voi johtaa virtaa vain myötäsuntaan (anodilta katodille). Diodi alkaa johtaa, kun sen yli oleva jännite (myötäsunnassa) muuttuu positiiviseksi. Johtaminen loppuu kun jännitteen suunta vaihtuu negatiiviseksi ja virta pienenee nollaan. Tarkastellaan suurimman arvon valitsijan toimintaa: Ideaalisessa diodisuuntauksessa kytkentä tapahtuu heti, kun tuleva vaihejännite ylittää johtavan vaihejännitteen. Esimerkiksi vaihtokytkentä a:sta b:hen tapahtuu heti, kun a-vaiheen johtaessa b-vaiheen jännite ylittää a-vaiheen jännitteen (= pääjännite V_{ba} muuttuu positiiviseksi).

Jos suuntaajan toimintaa halutaan ohjata, on diodit korvattava tyristoreilla. Tyristori alkaa johtaa vasta sille annetun hilaapulssin jälkeen, ja sytytystä voidaan siis viivästyttää. Viivettä kutsutaan ohjauskulmaksi α , ja se määritellään nollaksi hetkellä, jolloin kytkimen myötäsuntainen jännite muuttuu positiiviseksi. Tyristorisuuntaajissa voidaan vaihtokytkentöjä eli kommutointeja viivästyttää hilaohjauksella niin kauan kun tulevan vaiheen jännite on jättävää vaihetta suurempi. Tasasähkökoneen tehosityötössä toimii teollisuudessa useimmiten 6-pulssinen verkkokommutoiva tyristorisilta. 6-pulssisillan periaatteellinen rakenne on esitetty kuvassa 2.5.



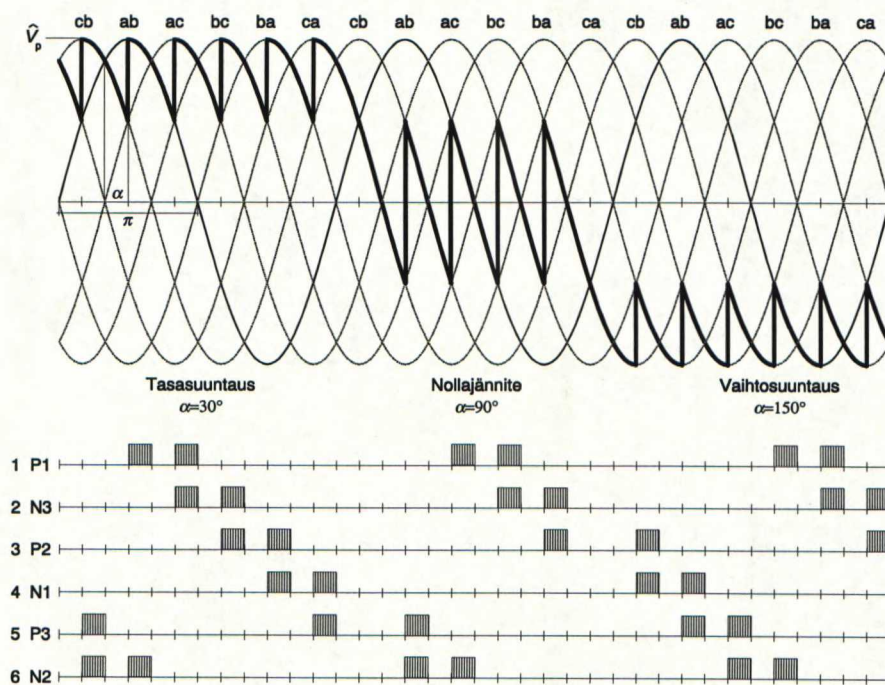
Kuva 2.5. Verkkokommutoivan 6-pulssisillan periaatekuva

Tyristori voi johtaa virtaa vain yhteen suuntaan. Yhdellä sillalla toiminta voi tapahtua siis vain kahdessa neljänneksessä, sillä lähtöjännite voi olla joko positiivinen tai negatiivinen mutta virran suunta ei voi muuttua. Mikäli virran suunta muuttuu kuormituksesta verkkoon päin, täytyy suuntaajaan kuulua kaksi siltaa vastarinnan kytkettyinä. Kytkeä muodostetaan lisäämällä sillan tyristorien rinnalle toiset tyristorit siten, että niiden myötasuunta on päinvastainen. Tällöin ensimmäinen silta johtaa virran ollessa positiivinen (kuormaan päin), ja toinen silta johtaa virran ollessa negatiivinen (verkkoon päin). Sillan lähtöjännite voi olla joko positiivinen tai negatiivinen, ja suuntaaja voi toimia kaikissa virta- ja jännitetasen neljänneksissä.

Tyristorin sammuaessa syntyy aina takavirtapiikki, joka katkeaa yhtäkkiä. Tällöin tyristorihaaran induktansseihin on varastoitunut energiaa, joka yrittää purkautua tyristorin lävitse. Purkautuessa syntyy niin suuri jännite, että tyristori tuhoutuu. Tuhoutumisen estämiseksi tyristorin rinnalle kytketään vastus ja kondensaattori sarjassa (= RC-suoja). Tällöin induktanssin energialle tarjoutuu purkautumiskanava, ja energia muuttuu lämmöksi resistanssissa. RC-suojia ei ole esitetty kuvassa 2.5.

2.2.2 Ohjaus

Suuntaajaa voidaan ohjata pysyvässä tilassa sytyttämällä tyristoreja 60° välein siten, että kunkin tyristorin johtoaika on 120° . Tyristorit sytytetään kuvan 2.5 mukaisin merkinnoin järjestyksessä 1,2,3,4,5,6. Muuttamalla sytytystä kuvan 2.6 mukaisesti muutamasta asteesta lähelle 180° saadaan suuntaajan lähtöjännitettä säädettyä tasasuuntauksen (positiivinen jännite) ja vaihtosuuntauksen (negatiivinen jännite) välillä.



Kuva 2.6. 6-pulssisillan lähtöjännite ja tyristorien sytytysalueet (tyristorien sytytyspulssit voidaan toteuttaa usealla eri tavalla; tässä on käytetty kahta kampamaista pulssisarjaa)

Tasavirran ollessa jatkuvaa saadaan lähtöjännite laskettua kuvan 2.6 mukaisin merkin-
noin seuraavasti:

$$U_A = \frac{\hat{V}_p}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha+\pi/3} (\sin \omega t) d(\omega t) = \frac{3\hat{V}_p}{\pi} \cos \alpha \approx 1,35 \cdot V_p \cdot \cos \alpha \quad (2.8)$$

missä U_A on lähtöjännitteen keskiarvo

\hat{V}_p on kolmivaiheverkon pääjännitteen huippuarvo

V_p on pääjännitteen tehollisarvo

α on ohjauskulma laskettuna ensimmäisestä mahdollisesta sytytyshetkestä

ω on syöttävän verkon kulmataajuus

2.2.3 Virran kommutointi

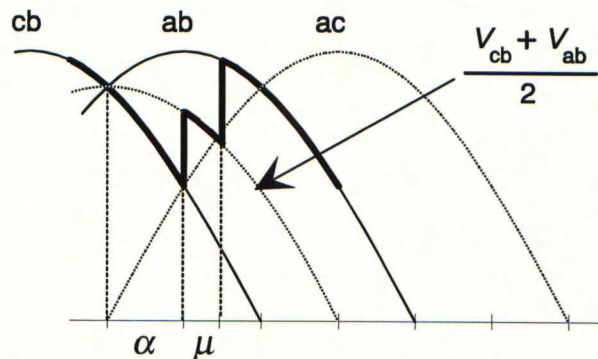
Mikäli syöttöverkon induktanssit otetaan huomioon, edustaa yhtälö (2.8) sillan tyhjä-
käyntijännitettä ($I_A = 0$). Induktanssien vaikutuksesta virran siirtyminen tyristorilta toi-
selle (= kommutointi) ei tapahdu välittömästi. Kommutointi alkaa, kun seuraava johta-
misvuorossa oleva tyristori sytytetään. Tyristorin sytyttyä syntyy johtamassa olleen
tyristorin ylitse negatiivinen jännite, joka pakottaa virran nollaan.

Tarkastellaan kuvia 2.5 ja 2.6: Kun esimerkiksi tyristorit P1 ja N3 johtavat ja tyristori
P2 sytytetään, on syötön pääjännite V_{bc} positiivisempi kuin pääjännite V_{ac} kaikilla
ohjauskulman α arvoilla, ja tyristori P1 sammuu virran siirtyessä tyristorille P2. Kom-
mutoinnin ajan (μ = kommutointikulma) molemmat tyristorit johtavat, ja suuntaajan
syöttö on kaksivaiheisessa oikosulussa. Suuntaajan lähtöjännite on tällöin kuvan 2.7
mukaisesti kommutoivien jännitteiden keskiarvon suuruinen, ja kommutoinnista aiheu-
tuu lähtöjännitteeseen alenema:

$$\Delta U_A = \frac{P}{2\pi} \omega L_V I_A \quad (2.9)$$

missä P on suuntaajan pulssiluku verkkojakson aikana

L_V on verkon vaiheinduktanssi



Kuva 2.7. 6-pulssisillan lähtöjännite kommutoinnin aikana

Kun kommutointi otetaan huomioon, saadaan suuntaajan lähtöjännitteelle yhtälö:

$$U_{A\alpha\mu} = U_A - \Delta U_A = \frac{1}{2} U_{Ai} (\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)) \quad (2.10)$$

missä $U_{A\alpha\mu}$ on lähtöjännite, kun sekä ohjaus- että kommutointikulma on huomioitu

U_{Ai} on ideaalinen lähtöjännite ohjauskulmalla $\alpha = 0^\circ (= 3 \cdot \hat{V}_p / \pi)$

U_A on lähtöjännite ohjauskulmalla $\alpha \left(3 \cdot \hat{V}_p / \pi \cdot \cos \alpha = U_{Ai} \cdot \cos \alpha \right)$

Virran siirtymiseen tyristorilta toiselle vaikuttavat syöttävän verkon induktanssit. Kommutointivirran hetkellisarvo saadaan seuraavasti:

$$i_k(x) = \frac{1}{X_k} \int_{\alpha}^x \sqrt{2} V_p \sin x dx = \frac{\sqrt{2} V_p}{X_k} (\cos \alpha - \cos x) \quad (2.11)$$

missä x on ωt

X_k on ωL_k (L_k on vaiheinduktanssi kaksinkertaisena)

μ on kommutointikulma

Kommutointi päättyy kun $x = \alpha + \mu$ ja kommutointivirta saavuttaa tasavirran arvon ($i_k = I_A$). Sijoittamalla arvot yhtälöön (2.11), saadaan tasavirralle seuraava yhtälö:

$$I_A = \frac{\hat{V}_p}{X_k} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] = \hat{i}_k \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (2.12)$$

missä \hat{i}_k on kommutoispiirin oikosulkuvirran huippuarvo ($= \hat{V}_p / X_k$)

I_A on suuntaajan tasavirran keskiarvo

Virran siirtymisen tyristorilta toiselle aiheuttaa jännite-ero; esimerkin tapauksessa jännite $V_{bc} - V_{ac} = V_{ba}$. Mikäli virran siirtyminen tapahtuisi äärettömän nopeasti, olisi kommutointi mahdollista niin kauan kun jännite V_{ba} on positiivinen. Koska induktanssien vaikutuksesta johtuen virta ei muutu äärettömän nopeasti, on kommutoinnille varattava aikaa. Kommutoinnin kesto saadaan ratkaistua yhtälöstä (2.12) seuraavasti:

$$\mu = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{I_A}{\hat{i}_k} \right) - \alpha \quad (2.13)$$

Käytännössä ohjauskulma ei siis voi saavuttaa arvoa 180° , sillä tyristoreille on jätettävä kommutoisvara ja toipumisaika. Kommutointikulmalla μ tarkoitetaan aikaa, joka kestää virran siirtyessä tyristorilta toiselle. Tyristorin toipumisella tarkoitetaan aikaa, joka kestää tyristorin sammumisesta siihen että sen myötäjänniteen estokyky palautuu. Suuntaajan ohjaus lähellä ohjauskulman arvoa $\alpha = 180^\circ$ on esitetty tarkemmin luvussa 3.

2.2.4 Tehokerroin

Suuntaajan lähtöteho voidaan laskea joko tasavirran ja tasajännitteen tai suuntaajan syöttöjännitteen ja syöttövirran avulla seuraavasti:

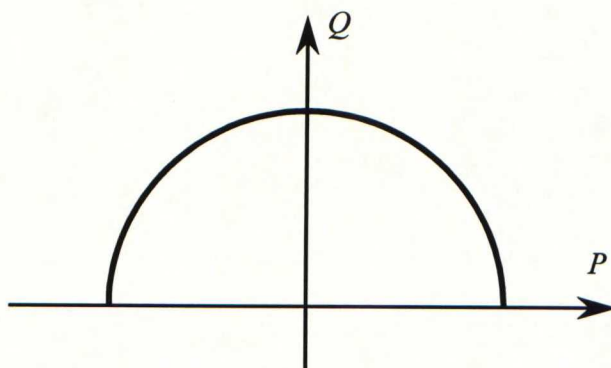
$$P = U_A \cdot I_A = U_{Ai} \cdot I_A \cos \alpha = 3 U_V \cdot I_{V1} \cos \varphi_1 \quad (2.14)$$

missä U_V on vaihejännitteen tehollisarvo
 I_{V1} on vaihevirran perusaallon tehollisarvo
 φ_1 on virran ja jännitteen perusaaltojen vaihe-ero

Ohjaamattoman ($\alpha = 0^\circ$) tasasuuntaajan virran perusaalto on samanvaiheinen jännitteen kanssa ($\varphi_1 = 0^\circ$). Virta siirtyy jännitteeseen nähden ohjauskulman verran myöhemmäksi kun sytytystä viivästetään. Ohjauskulma vaikuttaa siis myös perusaallon loistehoon seuraavasti:

$$Q = U_{A1} \cdot I_A \sin \alpha = 3U_V \cdot I_{V1} \sin \varphi_1 \quad (2.15)$$

Koska loistehon kulutus ei aiheudu virtapiirin induktanssista, puhutaankin sillan ohjausloistehosta. Suuntaaja kuluttaa aina loistehoa, koska verkkokommutoivalla suuntaajalla sytytyshetkeä voidaan vain viivästää. Kun suuntaajan lähtöjännite laskee, pienenee myös tehokerroin. Suurin loistehon tarve esiintyy ohjauskulmalla 90° , eli tavallisesti käynnistettäessä tasasähkökoneita. Mikäli käynnistys vaatii suuren tehon, saattaa tämä näkyä syöttöjännitteen alenemisena, varsinkin jos verkko on heikko (pieni oikosulkuteho). Lisäksi on huomattava, että kommutoinnista aiheutuu pieni loistehon kulutuksen lisäys. Suuntaajan loistehon kulutusta esittävä käyrä on kuvassa 2.8.



Kuva 2.8. 6-pulssisillan loistehon kulutus tehon funktiona

2.2.5 Yliaallot

Verkkokommutoivan 6-pulssisuuntaajan haittapuolena ovat syöttövirtaan aiheutuvat yliaallot ja huomattava lähtöjännitteen aaltoilu. Yliharmoniset aallot saadaan ratkaistua Fourier-sarjan avulla: syötön virtayliaallot ovat järjestysluvultaan $6k \pm 1$ ja lähdön jänniteyliaallot $6k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), kun tasavirta oletetaan tasoittuneeksi. Näistä yliaalloista pahimmat ovat vaihtovirtapuolen 5. ja 7. yliaalto, joiden amplitudit ovat $I_1/5$ ja $I_1/7$. Todellisuudessa tasavirta ei ole täysin tasoittunutta, ja lisäksi verkon induktansseista aiheutuva kommutointiviive pyöristää virran käyrämuotoja, jolloin yliaallot hieman pienenevät. Koska kommutoinnin kesto aika riippuu myös ohjauskulmasta, vaikuttaa ohjauskulma siten myös yliaaltoihin.

6-pulssisuuntaajan haitoista syöttöverkkoon voidaan mainita jännitepiikit. Syöttövirran yliaallot aiheuttavat jänniteyliaaltoja verkon impedanssin yli, ja virran äkillisistä muutoksista verkon induktanssien yli jokaisessa kommutoinnissa aiheutuu jännitepiikkejä.

Lisäksi tyristorien suojana olevien RC-suojien kondensaattorien purkautuessa syntyy jännitepiikkejä. Harmoniset virrat aiheuttavat lisäksi sähkömagneettisia häiriöitä telekommunikointi- ja tietokonelaitteisiin.

Tyristorisuuntaajien jänniteylläallot aiheuttavat häiriöitä samaan verkkoon kytketyissä muissa laitteissa (esim. tietokoneet) ja lisäävät moottorien melua. Lisäksi häiriöt aiheuttavat vaikeuksia jännitteen nollakohdan havaintiin ja huippuarvon mittauksiin vaikeuttamalla näin suuntaajan ohjausta. Ratkaisuna ongelmiin voi olla joko erilaisten suodattimien käyttö, verkkokuristimien käyttö tai pulssiluvun lisäys. Verkkokuristimen kasvatus syötössä alentaa suurimpia harmonisia virtoja, mutta samalla se alentaa tasajännitettä ja huonontaa tehokerrointa. Monissa siltakytkennöissä kuristimia käytetään syötössä alentamaan laitteen vikavirtoja, jolloin suojalaitteet ehtivät toimia ennen kuin tyristorit hajoavat. Kuristimien käytöstä on lisäksi haittana lievästi kasvavat tasajännitepuolen jänniteylläallot. Sopivasti viritetyillä suodattimilla suuntaajan syötössä ja alipäästösuodattimella lähdössä saadaan harmoniset eliminoitua aina, mutta suodattimien suunnittelu on vaikeaa ja hinta korkea.

Tasajännitteessä esiintyvä aaltoilu aiheuttaa myös tasasähkökoneen virtaan vaihtokomponentin. Ankkuripiirin virtaa kyettäisiin tasoittamaan lisäämällä tasoituskuristin suuntaajan lähtöön, mutta samalla menetettäisiin virtasäädöltä vaadittu nopeus ja seurauksena olisi moottorikäytön huono dynamiikka. Moottorikäytöissä ankkurivirran aaltoisuus aiheuttaa lisääntyviä häviöitä ja tasasähkökoneen hyötysuhteen alenemista. Lisäksi ankkurivirran aukottumisesta aiheutuu kommutointiongelmia, lämpenemistä ja hankaluuksia järjestelmän säädön suhteen. Virrassa esiintyvä syöttöverkon kuusinkertaisella taajuudella oleva vaihtovirtakomponentti ja sen monikerrat aiheuttavat luonnollisesti myös momenttiin samantaajuisen vaihtelun, joka puolestaan voi aiheuttaa mekaanisia resonansseja koko järjestelmään. Virran aaltoisuus aiheuttaa lisääntyvää melua tasasähkökoneessa. /Kusko et al. 1993/

2.2.6 6-pulssisillan yhteenveto

Verkkokommutoivia ja vaihemoduloituja suuntaajia käytetään laajasti teollisuudessa, koska ne ovat rakenteeltaan yksinkertaisia, halpoja, luotettavia ja kestäviä. Lisäksi kommutointiin ei tarvita lisäpiirejä. 6-pulssisuuntaajan etuina voidaan mainita pienehkö jännitteenalenema suhteessa tasasähköpuolen oikosulkuvirtaan ja pieni loistehon tarve pienillä ohjauskulmilla. Lisäksi kytkentä ei välttämättä tarvitse syöttömuuntajaa, ja jos muuntajaa käytetäänkin, on tyyppitehomitoitus edullinen. Haittana voidaan mainita suurehko kytkimien lukumäärä pienitehoisissa sovelluksissa ja suuntaajan ohjausloisteho.

6-pulssisilta on muodostunut teollisuudessa eräänlaiseksi standardiksi tasasähkökoneiden ohjaukseen, joten uusien suuntaajakytkentöjen tuominen markkinoille ei ole helppoa.

3 Tasasähkökoneen ohjaaminen tehokkaasti

3.1 Yleistä tasasähkökoneen ohjauksesta

Tasasähkökonetta voidaan ohjata yksinkertaisesti muuttamalla ankkurijännitettä ja pitämällä magnetointi vakiona. Usein magnetointi täytyy kuitenkin asetella koneelle sopivaksi. Ensimmäinen askel ohjauksen parantamiseksi on koneen ohjaaminen nimellistä nopeutta suuremmilla nopeuksilla. Tällöin konetta ohjataan magnetointivirtaa säätämällä, ja kone toimii kentänheikennysalueella.

Tasasuuntaajaa ei voida ohjata pysyvästi ohjauskulmalla $\alpha = 0^\circ$, sillä suuntaajan suurimman lähtöjännitteen ja koneen smv:n välille on jätettävä turvamarginaali jotta virtasäätö olisi mahdollista. Vaihtosuuntausalueella suuntaajaa ei voida ohjata ohjauskulmalla $\alpha = 180^\circ$, sillä virran kommutointi ja tyristorien toipumisaika on huomioitava. Lisäksi sekä tasa- että vaihtosuuntausalueella on varauduttava mahdollisille syöttöjännitteen vaihteluille. Suuntaajalle on siis määriteltävä toimintarajat: pienin sytytyskulma α_{\min} ja suurin sytytyskulma α_{\max} . Usein nämä rajat määritellään kiinteiksi: esim. $\alpha_{\min} = 30^\circ$ ja $\alpha_{\max} = 150^\circ$. Näin saadaan suuntaajan toiminta varmistettua, mutta samalla suuntaajan toimintaa rajoitetaan usein liikaa.

Uusilla digitaalisilla ohjausjärjestelmillä saadaan ohjausta parannettua. Mikroprosessoreilla voidaan laskea pienimmän ja suurimman sytytyskulman arvot esim. ankkuripiirin virran ja syöttöjännitteen vaihteluiden mukaisesti. Tällöin suuntaajan toiminta-aluetta ei rajoiteta turhaan, ja sekä suuntaajasta että tasasähkökoneesta saadaan parempi suorituskyky.

3.2 Tasasähkökoneen optimaalinen ohjaus /Eriksson 1993/

3.2.1 Ohjauksen toimintaperiaate

Seuraavaksi esitellään kaksi ohjaustapaa, joilla tasasähkökonetta voidaan ohjata tehokkaasti. Ohjaustapoja on havainnollistettu kuvassa 3.1.

Tasasähkökoneen magnetointi pidetään usein vakiona kentänheikennyspisteeseen saakka. Ohjausta voidaan parantaa siten, että magnetointia säädetään myös kentänheikennyspisteen alapuolella. Tällöin koneen vuota nostetaan, kun ankkurivirran ohjearvo saavuttaa maksimirajan. Koska momentti on verrannollinen vuohon, saadaan momenttia nostettua nimellismopeutta pienemmillä nopeuksilla magnetointia kasvattamalla. Normaalisti vuon 10 % kasvatus vaatii 100 % lisää magnetointivirtaa, joten kasvatus ei aina ole mahdollista. On kuitenkin muistettava, että magnetoinnin tehot ovat pieniä ja

magnetoinnin kasvatus ei aina nosta kustannuksia, sillä magnetointilaitteet ovat usein ylimitoitettuja.

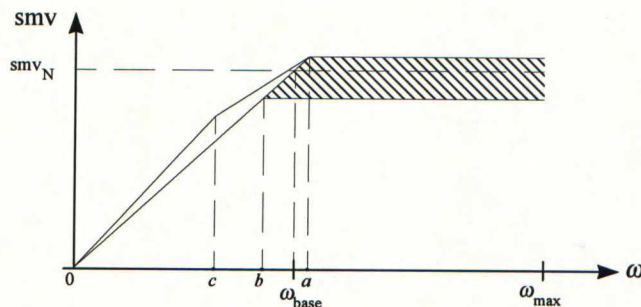
Magnetoinnin ylimääräinen kasvatus voidaan säilyttää kuvan 3.1 mukaisesti aina pisteeseen c saakka, jonka jälkeen ylimääräinen magnetointi poistetaan lineaarisesti kentänheikennyspisteeseen tultaessa. Mikäli magnetointi pidetään liian suurena kentänheikennyspisteeseen tultaessa (ja myös sen jälkeen), aiheutuu tästä mahdollisesti kommutointiongelmia. Kentänheikennyspisteen alapuolella ei kommutointiongelmia esiinny, ja pisteen c paikka voidaanakin valita periaatteessa mielivaltaisesti, kunhan se on alle tyyppinopeuden ω_{base} .

Tasasähkökonetta ohjataan usein siten, että syöttöjännitteen tasoksi lasketaan esim. 85% nimellisestä syöttöjännitteestä, jotta riittävä alijännitesuojaus saavutettaisiin. Mikäli syöttöjännite ei putoa näin alas, on suuntaajan toimintaa rajoitettu turhaan. Ohjausta voidaan parantaa siten, että suuntaajan lähtöjännite vastaa todellista syöttöjännitettä ja jännitetaso on aina maksimaalinen. Tällöin suuntaajan lähtöjännite ja syöttöjännite on mitattava tarkasti ja nopeasti.

Ohjauksen tarkoitus on smv:n muuttaminen jännitteestä riippuen siten, että maksimaalisen jännitetason ja smv:n välinen ero pysyy vakiona. Jotta järjestelmä toimisi luotettavasti myös epästabiileissa olosuhteissa, täytyy smv:n nousta vasta tietyn aikavakion jälkeen jännitteen noususta. Jännitetason laskiessa smv:n arvon on laskettava välittömästi. Todellinen syöttöjännite voi pudota hyvinkin nopeasti, minkä vuoksi on turvallista jättää pieni turvamarginaali; esim. 95 % syöttöjännitteestä voidaan pitää maksimina. Turvamarginaalin merkitys etenkin vaihtosuuntauspuolella on tärkeä, sillä kommutoinnin täytyy onnistua turvallisesti ennen ohjauksulman arvoa 180° .

Tasasähkökoneen smv sovitetaan todellista syöttöjännitettä vastaavaksi muuttamalla kentänheikennyspisteen paikkaa. Tasasähkökoneille smv:n nostaminen kentänheikennyspistettä kasvattamalla ei aiheuta ongelmia, sillä koneen jänniterasitus ei kasva. Jänniterasituksen määrää suuntaajan lähtöjännite ja siinä esiintyvä ripple-komponentti. Kun suuntaajaa ohjataan minimiohjauksulmalla, määräytyy jänniterasitus siis syöttöjännitteen huippuarvon mukaan.

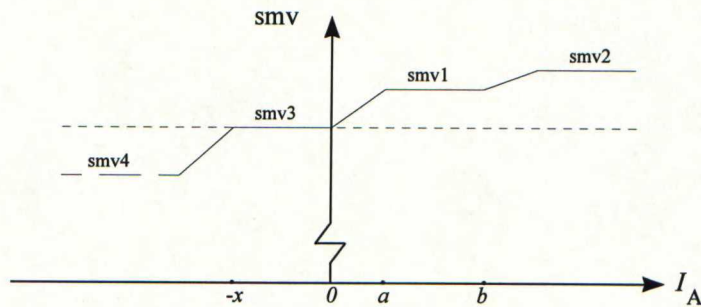
Kuvan 3.1 pisteissä smv_N (koneen nimellinen smv) ja ω_{base} (tyyppinopeus) saavutetaan koneen nimellinen momentti. Nopeustasot a ja b ovat tyyppinopeuden vaihtelurajat, jotka vastaavat maksimaalisen smv:n ala- ja ylärajoja (kuvassa viivoitettu alue). Nimellinopeuden alapuolella koneen momentti riippuu ankkurivirran suuruudesta magnetoinnin pysyessä vakiona.



Kuva 3.1. Koneen toiminta optimaalisella ohjauksella

Tasasähkökoneen smv:n arvo on erisuuruinen tasasuuntaus- vai vaihtosuuntausalueella. Tasasuuntauspuolella toimittaessa suurin huoli on yleensä nopeuden tippuminen äkillisessä kuormitusmuutoksessa. Suurta nopeuden alenemaa ei yleensä sallita, ja suuntaajalta vaaditaan suurta ylikuormitusta virran suhteen. Tällöin ohjauksen kannalta on huomioitava, että koneen smv ei saa nousta liian korkeaksi, jotta ankkurivirran ohjauskyky säilytetään. Suuntaajan maksimijännitteen ja koneen smv:n eron täytyy olla vähintään piirin resistanssissa ja induktanssissa tapahtuvan jännitteenaleneman suuruinen (maksimivirralla). Vaihtosuuntauksessa tärkein asia on varmistaa suuntaajan kommutointi. Toiseksi on määritettävä ankkurivirran säätöalue.

Kuvassa 3.2 on esitetty smv:n eri tasot toimittaessa vakionopeudella kentänheikennyksen yläpuolella ja verkkojännitteen pysyessä vakiona: smv1-taso edustaa jännitetasoa, jolla siirtyminen tasasuuntauksesta vaihtosuuntaukseen on mahdollista. Maksimaalista tasasuuntaajan lähtöjännitteen hyödyntämistä vastaa smv2-taso. Vaadittava marginaali suuntaajan lähtöjännitteen ja koneen smv:n välille on kuitenkin jätettävä, jotta virtasäätö olisi vielä mahdollista. Jännitemarginaalin suuruus riippuu maksimivirran suuruudesta, virran muutosnopeudesta, jännitteenalenemasta suuntaajassa ja pääpiirin induktanssista ja resistanssista. Koneen jännitetaso smv3 on taso, jolla virtaa voidaan ohjata aukottuvaksi saakka (virran aukottuvuuden ajaksi määritellään esim. 15°). Taso smv4 on sama kuin smv3-taso, mutta smv4-taso vaihtuu virrasta ja jännitteestä riippuen. Taso smv4 lasketaan siis siten, että kommutointi onnistuu ennen ohjauksulmaa 180° . Virtasäädön toteuttaminen vaihtosuuntausalueella aiheuttaa kaksi säätöongelmaa: smv3-taso tulee määrittää virran mukaan, ja suurin sytytyskulma riippuu virran suuruudesta. Kuvassa 3.2 kohta x esittää maksimaalista virtaa verkkoon päin, jolloin smv voi olla vielä tasolla 3. Jos virta kasvaa arvoa x suuremmaksi, täytyy smv:tä laskea kohti tasoa 4.



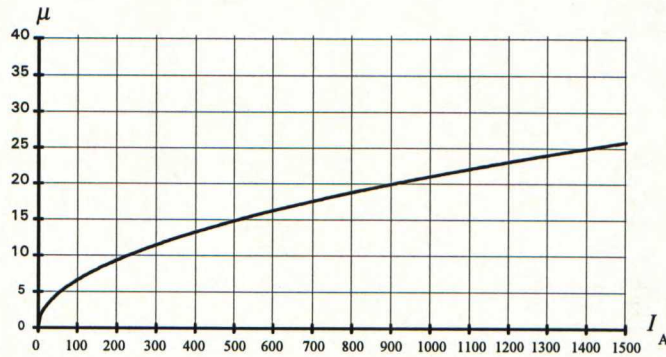
Kuva 3.2. Koneen smv-tasot optimaalisella ohjauksella

3.2.2 Suuntaajan toiminta vaihtosuuntaajana

Kommutoinnin varmistaminen on tärkeä seikka mitoitettaessa etenkin nelikvadranttisia suuntaajia. Kommutointi epäonnistuu kun kommutointivirran siirtymistä tyristorilta toiselle pakottava jännite-aika -alue on liian pieni suhteessa virtaan ja piirin induktanssiin. Kommutoinnin tulee päättyä ennen kuin saavutetaan kulma 180° , jolloin kommutoimisjännite ja jäljelläoleva kommutointikyky tulevat nolliksi. Ellei kommutointi ole päättynyt kulmalla 180° , niin vaihtokytkentää ei tapahdu ja suuntaaja kippaa täysin ohjatusta vaihtosuuntaajasta täysin ohjatuksi tasasuuntaajaksi /Mård 1992/. Tällöin lähtöjännit-

teen kokonaismuutos on kaksinkertainen tasajännite yhden verkkojakson aikana, ja koneeseen aiheutuu välittömästi ylivirta. Syitä kippaukseen voi olla useita: liian pieni syöttöjännite, liian suuri ohjauskulma, liian suuri virran ohjearvo tai liian suuri koneen smv. Kun nelikvadranttisia suuntaajia mitoitetaan, lasketaan koneen suurin smv perustuen esim. 85 % syöttöjännitetasoon, jolloin suuntaajalle saadaan riittävä turvamarginaali.

Kuvassa 3.3 on esitetty tasavirran funktiona kommutoinnin rajakäyrä, jolla $\alpha + \mu = 180^\circ$. Kuten kuvasta nähdään, on kommutointiin kuluva aika sitä suurempi mitä suurempi on kommutoitava virta (kuten myös yhtälöstä (2.13) käy ilmi). Näinollen sillan maksimiohjauskulmaa on rajoitettava virran suuruudesta riippuen, jotta optimaalinen ohjaus saavutettaisiin. Lisäksi on muistettava, että kommutointiin kuluva aika riippuu myös syöttävän verkon kokonaisinduktanssista, sillä $\hat{i}_k = \hat{V}_p / X_k$ ($X_k = \omega L_k = 2\omega L_v$, L_v on vaiheen kokonaisinduktanssi). Kuva 3.3 on piirretty oikosulkuvirran arvolla 15 000 A.



Kuva 3.3. Kommutointikulma ankkurivirran funktiona (yhtälöstä (2.13) kun $\hat{i}_k = 15\,000\text{ A}$ ja $\alpha + \mu = 180^\circ$)

Mikäli muuntaja mitoitetaan suuntaajalle erikseen sen nimellisvirran mukaisesti, saadaan suurimman ohjauskulman arvo määritettyä suuntaajan suhteellisen virran mukaisesti. Jos muuntajan suhteellisen induktanssin oletetaan olevan 5 % saadaan muuntajan induktanssi seuraavasti:

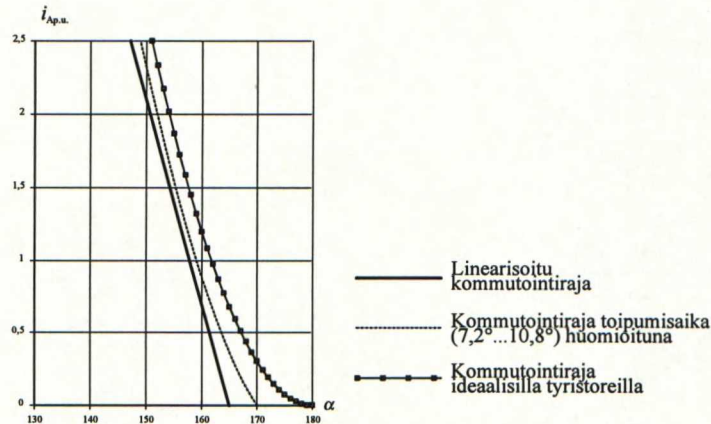
$$\omega L_v = 0,05 \frac{(V_p)^2}{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot \sqrt{2/3} \cdot I_{AN}} \Rightarrow L_v = 0,025 \cdot \hat{V}_p / \omega I_{AN} \quad (3.1)$$

Induktanssin määritelmän ($u = L \cdot di/dt$) mukaan ja sijoittamalla virralle suhteellisarvo $i_{Ap.u.}$ ($= I_A / I_{AN}$, I_{AN} on nimellinen ankkurivirta) sekä induktanssin arvoksi kokonaisinduktanssi $2L_v$ saadaan:

$$\begin{aligned} \int u dt &= 2 L_v i_{Ap.u.} I_{AN} \Rightarrow \frac{\hat{V}_p}{\omega} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) = 2 L_v i_{Ap.u.} I_{AN} \\ \Rightarrow \frac{\hat{V}_p (1 + \cos \alpha)}{\omega} &= 2 L_v i_{Ap.u.} I_{AN} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Kun yhtälöt (3.1) ja (3.2) yhdistetään, saadaan $i_{Ap,u.}$ ratkaistua ohjauskulman α funktiona, ja kommutoinnin raja saadaan piirrettyä kuvan 3.4 mukaisesti.

$$i_{Ap,u.} = 20 \cdot (1 + \cos \alpha) \quad (3.3)$$



Kuva 3.4. Turvallisen kommutoinnin rajakäyrät suuntaajan nimellisvirralla mitoitettuna

Kuten kuvista 3.3 ja 3.4 nähdään, voidaan suuntaajaa ohjata teoreettisesti ohjauskulmalla 180° virran ollessa nolla. Virran kasvaessa (kommutointiaika kasvaa) täytyy ohjauskulmaa rajoittaa turvallisen kommutoinnin takia. Lisäksi on muistettava, että tyristorit eivät ole ideaalisia ja tästä johtuen täytyy sammuvallle tyristorille varata tietty toipumisaika myötäjännitteen estokyvyn saavuttamiseksi. Tyypillinen tyristöreille varattava toipumisaika on $400 \mu s \dots 600 \mu s$, joka on sähköasteissa $7,2^\circ \dots 10,8^\circ$ (50 Hz verkossa). Kun kommutointivaraan on laskettu sekä tyristorien toipumisaika että kommutointiin kuluva aika, saadaan suuntaajan maksimiohjauskulma määriteltä virrasta riippuen. Käytännön sovelluksissa ohjauskulman maksimiraja on usein kuitenkin helpointa muuttaa lineaariseksi, jolloin samalla saadaan hieman lisää kommutointivaraa. Pieni lisä kommutointivara on eduksi, sillä esim. tyristorien lämpötilan noususta johtuen sammumisaika kasvaa. Suuntaajan kippaaminen voidaan estää tehokkaasti kolmella tavalla:

- Jotta muutos tasasuuntauksesta vaihtosuuntaukseen onnistuisi ongelmitta, täytyy smv1-taso (turvallinen arvo suunnanvaihtoon) laskea tarkasti todellisen syöttöjännitteen mukaisesti.
- Vaihtosuuntauksessa virtaa täytyy rajoittaa. Verkkoon syötetyn virran suuruus määräytyy smv:n ja syöttöjännitteen todellisten arvojen mukaan.
- Tasot smv3 ja smv4 on säädettävä siten, että syöttöjännitteen maksimiarvoksi asetetaan 95 %, jolloin turvamarginaali säilyy.

3.2.3 Tehohäviöt

Edellä esitetyllä ohjauksella saadaan tasasähkökäytön häviöitä minimoitua. Kun koneen smv:n maksimiarvo optimoidaan suhteessa syöttöjännitteen maksimiarvoon, saadaan virta minimoitua tehon pysyessä samana. Koska virta pienenee myös syöttävän verkon

puolella, pienenevät myös muuntajissa ja kaapeleissa tapahtuvat häviöt. Lisäksi loistehon kulutus alenee suuntaajan toimiessa koko ajan mahdollisimman pienellä (tai suurella) ohjauskulmalla.

Myös tasasähkökoneen häviöt pienenevät suuremman smv:n myötä, sillä suurimmat häviöt ovat virran aiheuttamat häviöt käämityksessä (= kuparihäviöt). Kuparihäviöt alenevat koneen virran pienentyessä. Kasvanut smv saattaa lisätä roottorin sydänhäviöitä sillä vuo pysyy samana ja taajuus kasvaa. Kuparihäviöt ovat kuitenkin 3...4 kertaa suuremmat kuin roottorin sydänhäviöt, jolloin kuparihäviöiden pienenemisellä saavutetaan suurempi etu.

3.3 Johtopäätökset

Teollisuudessa tavoitteena on tuotannon lisäys. Edellä esitetyillä ohjaustavoilla voidaan saavuttaa parempi tuotantokapasiteetti nostamalla laitteiston nopeutta. Nopeuden kasvattaminen vaatii olemassa olevalta laitteistolta kykyä käsitellä suurempia tehoja. Tehoa voidaan usein nostaa vain kasvattamalla koneen smv:tä, sillä virran kasvattaminen ei ole mahdollista johtuen lisääntyvistä tehohäviöistä ja loistehon kulutuksesta.

Vaikka säätöjärjestelmän parantaminen saattaa lisätä kustannuksia, ovat saavutettavat edut suuremmat. Optimaalisella ohjauksella saavutetaan kentänheikennyksellä toimivissa käytöissä seuraavia etuja /Eriksson 1993/:

- Koneen keskimääräistä tehoa saadaan nostettua. Koska smv:n kasvattaminen mahdollistaa pienemmän virran tehon pysyessä samana, on selvää että nimellisellä virralla käytöstä saatava teho nousee. On kuitenkin huomattava, että kasvanut teho voidaan käyttää vain nopeuden nostamiseen, ei momentin nostamiseen.
- Loistehon kulutus pienenee. Kulutuksen pieneneminen aiheutuu kahdesta asiasta: pienemmistä virroista ja parantuneesta tehokertoimesta. Tehokerroin paranee, koska suuntaajan ohjausloisteho pienenee suuntaajan toimiessa suuremmalla lähtöjännitteellä (pienemmällä ohjauskulmalla)
- Tehohäviöt pienenevät. Suurin osa häviöistä on kuormasta riippuvia. Koska suuremmalla smv:llä saadaan sama teho pienemmillä virroilla, pienenevät myös tehohäviöt. Häviöiden pieneneminen on arviolta noin 1 %...2 %.
- Laitteiston käyttöikä kasvaa tehohäviöiden alenemisen myötä, sillä eristeiden ikä on verrannollinen lämpötilaan (\approx tehohäviöt).

Saavutettuja etuja ei tietenkään saada ilmaiseksi. Jotta edellä mainitut edut saavutettaisiin, täytyy säätäjän laskentatehoa todennäköisesti kasvattaa. Laskenta on tapahduttava samalla nopeudella tyristorien sytytyksen kanssa. Digitaalisessa ohjausjärjestelmässä AD-muunnoksen on oltava nopea, sillä smv ja syöttöjännite on tiedettävä välittömästi ja tarkasti.

4 Aukottuvan alueen mallintaminen

4.1 Aukottuvan alueen ongelma

6-pulssisillan lähtöjännitteen hetkellisarvon ollessa tasasähkökoneen sähkömotorista voimaa suurempi, ankkuripiirin virta kasvaa ja ankkuripiirin induktanssiin varautuu energiaa. Induktanssiin varautunut energia purkautuu lähtöjännitteen hetkellisarvon ollessa sähkömotorista voimaa pienempi. Virta aukottuu kuvan 4.1 mukaisesti, kun varautunut energia ei enää pienillä virran keskiarvoilla riitä pitämään virtaa nollassa suurempana, sillä virran suunta ei voi vaihtua tyristorissa.



Kuva 4.1. Aukollinen ankkurivirta

Suuntaajan lähtöjännite riippuu pääsääntöisesti ohjauskulmasta α . Lähtöjännitteen suuruuteen vaikuttaa lisäksi virran aukollisuus, ja aukottuminen vaikuttaa täten suuntaajan ominaisuuksiin. Aukottuvalla virralla ohjauskulman muutoksesta aiheutuva jännitteen muutos ei ole yhtä suuri kuin jatkuvalla virralla. Tämä vaikuttaa merkittävästi nopeus- ja virtasäätöön. Aukottuvalla virralla suuntaajan ominaisuudet riippuvat toimintapisteestä (= jännitteestä ja virrasta) vaikeuttaen käytön mallintamista. Ongelma ei ole mitätön, sillä ilman tasoituskuristinta virran aukottumisraja saattaa olla jopa 30 % koneen nimellisvirrasta /Soljama 1981/.

4.2 Aukottuvan alueen matemaattinen laskenta

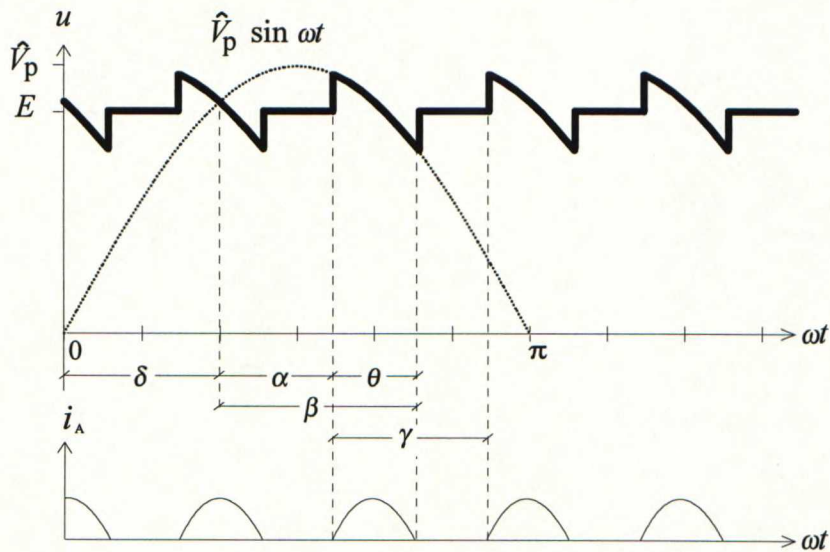
4.2.1 Virran käyrämuoto aukottuvalla alueella

Jotta optimaalinen virtasäätö olisi mahdollista myös aukottuvalla alueella, täytyy matemaattinen yhteys ankkuripiirin virran, sytytyskulman, syöttöverkon ja kuormaparametrien suhteen selvittää.

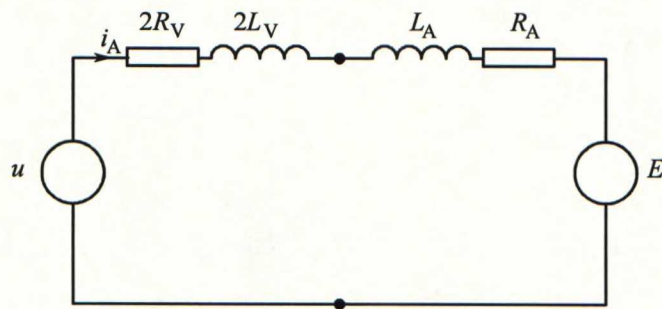
Tarkastellaan teollisuudessa yleisesti käytettyä verkkokommutoivaa 6-pulssisiltaa, joka syöttää tasasähkökonetta ohjauskulmalla α . Jännitteen ja virran käyrämuodot aukottuvalla alueella sekä suuntaajan ja tasasähkökoneen ekvivalenttinen piiri on esitetty kuvissa 4.2 ja 4.3. Ankkuripiirin virta saadaan ratkaistua differentiaaliyhtälöstä:

$$L \frac{di_A}{dt} + Ri_A + E = \hat{V}_p \sin \omega t, \quad \delta + \alpha \leq \omega t \leq \delta + \beta \quad (4.1)$$

- missä L on piirin kokonaisinduktanssi $2L_V + L_A$ (L_V on syöttöverkon ja suuntaajan induktanssin summa)
- R on piirin kokonaisresistanssi $2R_V + R_A$
- E on koneen sähkömotorinen voima (oletetaan vakioksi yhden virtapulssin aikana)
- \hat{V}_p on syötön pääjännitteen huippuarvo
- i_A on ankkuripiirin virta
- ω on verkon kulmataajuus
- α on sytytyskulma
- β on kulma jolloin tyristori sammuu
- δ on kulma pääjännitteen nollakohdasta kohtaan $\alpha = 0^\circ (= \pi/3 = 60^\circ)$



Kuva 4.2. Jännitteen ja virran käyrämuodot aukottuvalla alueella



Kuva 4.3. Suuntaajan ja tasasähkökoneen ekvivalenttinen piiri

Ankkuripiirin virran ratkaisuksi saadaan suoraan virtakomponenttien summana /Joos et al. 1985/:

$$i_A(t) = Ce^{-t/\tau} + \frac{\hat{V}_p}{Z} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E}{R} \quad (4.2)$$

missä τ on piirin aikavakio ($= L/R$)

Z on piirin impedanssi ($= \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$)

ϕ on $\tan^{-1}(\omega\tau)$

C saadaan ratkaistua kun otetaan huomioon alkuehto $i_A(\omega t = \delta + \alpha) = 0$:

$$C = \left[-\frac{\hat{V}_p}{Z} \sin(\delta + \alpha - \phi) + \frac{E}{R} \right] e^{\frac{(\alpha + \delta)}{\omega\tau}} \quad (4.3)$$

Vastaavasti sammumiskulma β saadaan ratkaistua asettamalla $i_A(\omega t = \delta + \beta) = 0$ ja kertomalla resistanssilla R :

$$f(\beta) = \left[E - \frac{\hat{V}_p}{Z'} \sin(\delta + \alpha - \phi) \right] e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\omega\tau}} - \left[E - \frac{\hat{V}_p}{Z'} \sin(\beta + \delta - \phi) \right] = 0 \quad (4.4)$$

missä Z' on normalisoitu impedanssi $= \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}$

Sammumiskulma riippuu siis koneen sähkömotorisesta voimasta (E), sytytyskulmasta (α) ja ankkuripiirin aikavakiosta (τ) – ei siis erikseen resistanssista ja induktanssista. Jos sammumiskulma on tiedossa jatkuvan ja aukottuvan virran rajalla, voidaan sytytyskulma laskea eri sähkömotorisille voimille.

4.2.2 Suuntaajan ominaiskäyrät

Ankurivirran keskiarvo saadaan laskettua kuvan 4.2 mukaisin merkinnöin (virran johto aika jatkuvalla virralla $\gamma = \pi/3$):

$$\begin{aligned} RI_A &= \frac{1}{\gamma} \int_{\delta + \alpha}^{\delta + \beta} (\hat{V}_p \sin x - E) dx \\ &= \frac{1}{\gamma} [\hat{V}_p \cos(\delta + \alpha) - \hat{V}_p \cos(\delta + \beta) - E(\beta - \alpha)] \\ \Rightarrow I_A &= \frac{1}{R\gamma} [\hat{V}_p \cos(\delta + \alpha) - \hat{V}_p \cos(\delta + \beta) - E(\beta - \alpha)] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ideaalisen 6-pulssisillan lähtöjännitteeksi aukottuvalla alueella saadaan kuvan 4.2 mukaisesti laskettua:

$$\begin{aligned}
 U_A &= \frac{1}{\gamma} \left[\int_{\delta+\alpha}^{\delta+\beta} \hat{V}_p \sin x \, dx + E(\alpha + \gamma - \beta) \right] \\
 &= \frac{1}{\gamma} \left[\hat{V}_p (\cos(\delta + \alpha) - \cos(\delta + \beta)) + E(\alpha + \gamma - \beta) \right]
 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Yhtälöistä (4.4)...(4.6) saadaan johdettua seuraavat yhtälöt aukottuvalla alueella:

$$\frac{E}{\hat{V}_p} = \frac{-\sin(\delta + \alpha - \phi) \cdot e^{(\alpha-\beta)/\omega\tau} + \sin(\beta + \delta - \phi)}{Z'(1 - e^{(\alpha-\beta)/\omega\tau})} \quad (4.7)$$

$$\frac{I_A}{3\hat{V}_p/(\pi \cdot \omega L)} = \omega\tau \cdot \left[\cos(\delta + \alpha) - \cos(\delta + \beta) - \frac{E}{\hat{V}_p}(\beta - \alpha) \right] \quad (4.8)$$

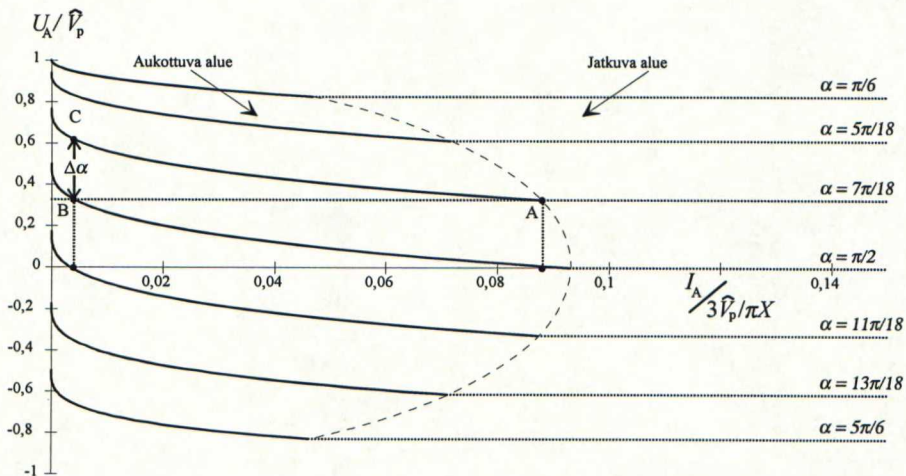
$$\frac{U_A}{\hat{V}_p} = \frac{3}{\pi} \cdot \left[\cos(\delta + \alpha) - \cos(\delta + \beta) + \frac{E}{\hat{V}_p}(\alpha + \gamma - \beta) \right] \quad (4.9)$$

Jatkuvalla alueella saadaan virralle ja jännitteelle vastaavasti seuraavat yhtälöt (ilman kommutoinnin aiheuttamaa jännitteenalenemaa):

$$\frac{I_A}{3\hat{V}_p/(\pi \cdot \omega L)} = \omega\tau \cdot \left(\cos \alpha - \frac{\pi \cdot E}{3\hat{V}_p} \right) \quad (4.10)$$

$$\frac{U_A}{\hat{V}_p} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (4.11)$$

Yhtälöiden (4.7)...(4.11) mukaisesti saadaan piirrettyä kuvan 4.4 mukaiset ominaiskäyrät eri ohjauskulman arvoilla. X/R ($= \omega L/R$) arvoksi on valittu suuntaajan ja tasasähkökoneen yhdistelmälle tyypillinen 5,0. Aukottuvan virran raja on merkitty kuvaan katko-viivalla.



Kuva 4.4. 6-pulssisillan ominaiskäyrät aukottuvalla ja jatkuvalla alueella suhteellisen tasavirran funktiona

Kuvasta 4.4 nähdään, että tasajännite on virrasta riippumatta vakio koneen virran ollessa jatkuvaa (kun ankkuriin resistanssissa ja induktanssissa tapahtuvaa jännitehäviötä ei huomioida). Kun siirrytään aukottuvan virran alueelle, huomataan jännitteen olevan riippuvainen myös virrasta. Tästä syystä virtasäätäjän vahvistuksen asettaminen on vaikeaa. Kun säätäjän parametrit viritetään jatkuvan tilan mukaan, ei aukottuvalla alueella enää päästä parhaaseen tulokseen ja vasteajat huononevat. Vastaavasti aukottuvalle alueelle viritetyllä säätäjällä vaarannetaan stabiilisuus jatkuvassa tilassa.

4.2.3 Suuntaajan vahvistus

Suuntaajan jännitevahvistus saadaan derivoimalla yhtälö 4.6 ohjauskulman suhteen:

$$\frac{dU_A}{d\alpha} = \frac{\partial U_A}{\partial \alpha} + \frac{\partial U_A}{\partial \beta} \frac{d\beta}{d\alpha} \quad (4.12)$$

Yhtälön osittaisderivaatta ohjauskulman suhteen on:

$$\frac{\partial U_A}{\partial \alpha} = \frac{1}{\gamma} \left[-\hat{V}_p \sin(\delta + \alpha) + E \right] \quad (4.13)$$

ja osittaisderivaatta virran sammumiskulman suhteen on:

$$\frac{\partial U_A}{\partial \beta} = \frac{1}{\gamma} \left[\hat{V}_p \sin(\delta + \beta) - E \right] \quad (4.14)$$

Virran sammumiskulman derivaatta ohjauskulman suhteen on:

$$\frac{d\beta}{d\alpha} = \frac{\hat{V}_p \sin(\alpha + \delta) - E}{\frac{\hat{V}_p}{Z'} \left[\sin(\alpha + \delta - \phi) - \omega\tau \cos(\beta + \delta - \phi) e^{(\beta - \alpha)/\omega\tau} \right] - E} \quad (4.15)$$

Suuntaajan ohjauskulmaa säädetään normaalisti niin, että suuntaajan siirtofunktio on lineaarinen jatkuvan virran alueella. Tällöin suuntaajan vahvistus on vakio:

$$U_A = \frac{U_{Ai}}{U_{Omax}} \cdot U_O = K_c U_O \quad (4.16)$$

$$\left(\begin{aligned} U_A = \frac{U_{Ai}}{U_{Omax}} U_O &\Rightarrow U_{Ai} \cos \alpha = U_{Ai} \frac{U_O}{U_{Omax}} \\ \Rightarrow \alpha = \arccos \frac{U_O}{U_{Omax}} &\Rightarrow \frac{d\alpha}{dU_O} = - \frac{1}{\sqrt{1 - (U_O / U_{Omax})^2}} \end{aligned} \right)$$

missä U_O on ohjausjännite, maksimiarvo U_{Omax}
 K_c on suuntaajan vahvistus jatkuvassa tilassa

Aukottuvalle alueelle siirryttäessä suuntaajan vahvistus pienenee. Aukottuvan alueen vahvistus K_d pienenee edelleen virran pienentyessä:

$$K_d = \frac{dU_A}{dU_O} = \frac{dU_A}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dU_O} = - \frac{1}{\sqrt{1 - (U_O / U_{Omax})^2}} \frac{dU_A}{d\alpha} \quad (4.17)$$

$\frac{dU_A}{d\alpha}$ on yhtälö (4.12), joka siis riippuu sammumiskulmasta β eli toimintapisteestä.

4.2.4 Suuntaajan näennäinen resistanssi

Jatkuvassa tilassa suuntaajan näennäinen resistanssi voidaan määritellä seuraavasti /Joos et al. 1985/:

$$R = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} = K_c \left(\frac{\Delta I_A}{\Delta U_O} \right)^{-1} \quad (4.18)$$

Aukottuvalla alueella näennäinen resistanssi R' saadaan vastaavasti laskemalla arvot kussakin toimintapisteessä erikseen. Yhtälöiden (4.17) ja (4.18) mukaan saadaan edelleen:

$$R' = K_c \left(\frac{\Delta I_A}{\Delta U_A} \frac{\Delta U_A}{\Delta U_O} \right)^{-1} = \frac{K_c}{K_d} R \quad (4.19)$$

Yhtälö (4.19) pätee myös jatkuvassa tilassa, jolloin $K_d = K_c$ ja $R' = R$. Aukottuvalla alueella resistanssi R' kasvaa siis voimakkaasti kääntäen verrannollisesti vahvistukseen. Tyypillisesti resistanssin kasvun voidaan sanoa olevan dekadin luokkaa.

4.3 Johtopäätökset

Voidaan havaita, että pienellä kuormalla virta muuttuu aukottuvaksi ja suuntaajan toiminta muuttuu oleellisesti. Aukottuvalla alueella suuntaajan toimintaa voidaan parhaiten kuvata suuntaajan näennäisen resistanssin kasvuna.

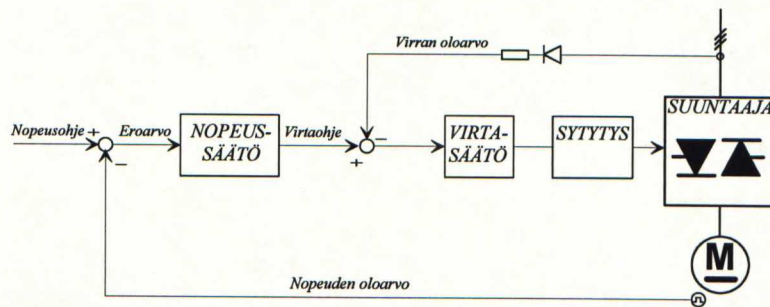
Edellä esitetyn suuntaajan näennäisen resistanssin avulla saadaan suuntaajan malli aukottuvalla virralla määriteltä. Yhteenvetona voidaan todeta suuntaajan mallin sisältävän seuraavat komponentit sarjaan kytkettyinä /Joos et al. 1985/:

- jännitelähde, jonka keskimääräinen arvo on verrannollinen ohjausjännitteeseen U_O ja jatkuvan tilan vahvistukseen K_c
- resistanssi R' , joka muuttuu yhtälön (4.19) mukaisesti toimintapisteen mukana
- piirin kokonaisinduktanssi L

5 Virtasäätäjän toteutus

5.1 Säätiöpiirin yleinen rakenne

Tasasähkökoneen nopeuden säätöjärjestelmä on esitetty kuvassa 5.1. Nopeussäätäjä saa ohjearvon prosessin ohjauslaitteistolta. Nopeuden oloarvo saadaan mitattua koneen akselilta joko analogisella takogeneraattorilla tai digitaalisella pulssitakometrillä. Nopeussäätö antaa ohjearvon virtasäätäjälle. Virran oloarvo saadaan mitattua virtamuuntajan, tasasuuntaajan ja vastuksen avulla. Virtasäätäjältä saadaan sytytysohje tyristorien sytytysjärjestelmälle, jossa tapahtuu tyristorien sytytyspulssien muodostaminen ja synkronointi verkkoon.



Kuva 5.1. Tasasähkökoneen yksinkertaistettu säätöjärjestelmä

Teollisuussovelluksissa (kuten paperi- ja metalliteollisuus) vaatimuksena on usein erittäin nopea vaste nopeuden muutoksiin. Järjestelmän dynamiikasta kuormitusvaihteluissa vastaa yksinomaan ankkurivirran säätäjä. Nopea säätö saadaan siten mahdollistettua nopeuttamalla virtasäätäjää, joka on silmukka nopeussäädön sisällä. Tasasähkökoneen sisäinen impedanssi on niin pieni, että säädön lisäksi virran rajoitus on välttämätön.

Virtasäätö voi toiminnaltaan olla joko jatkuva tai keskeytyspohjainen. Keskeytyspohjaisissa järjestelmissä virtasäätö aktivoituu, kun virta ylittää jonkin kynnysarvon. Jatkuva säätö taas toimii koko ajan (digitaalisissa systeemeissä luonnollisesti vain tietyin näytteenottovälein). Tässä luvussa keskitytään kuitenkin vain jatkuvatoimisen (mutta aikadiskreetin) säätäjän toimintaan. Säätöjärjestelmää tarkasteltaessa voidaan koneen smv olettaa vakioiksi, sillä koneen mekaaninen aikavakio on suuri ja nopeuden muutokset hitaita verrattuna ankkuriipiirin sähköiseen aikavakioon.

Virran aukottumisella on säätöpiiriin kahdenlainen merkitys /Soljama 1981/:

- 1) Ankkuriipiirin aikavakio menettää merkityksensä, koska virtapulssi alkaa aina nolasta.

- 2) 6-pulssisillan vahvistus pienenee virran aukottuessa (ohjauskulman muutoksen vaikutus aukottuvalla alueella lähtöjännitteen keskiarvoon on selvästi pienempi kuin jatkuvalla virralla).

Virran ja nopeuden säätöpiiri on yleensä toteutettu kaskadisäätönä. Säätäjät voidaan toteuttaa myös sarjassa tai rinnan, mutta ko. ratkaisut eivät ole kovin yleisiä. Kaskadisäädön etuja ovat helppo mallinnettavuus ja joustavuus. Järjestelmään on helppo lisätä säätäjiä (esimerkiksi asentosäätö) koskematta sisempiin säätöpiireihin. Suunnittelussa voidaan säätäjiä käsitellä yksi kerrallaan, jolloin tehtävä koostuu pienistä osista ja suunnittelu helpottuu. Lisäksi sisäkkäiset säätöpiirit voidaan virittää yksi kerrallaan aloittaen sisimmästä, jolloin laitteiston käyttöönotto ja kunnossapito helpottuu.

Kaskadisäädössä sisemmän säätöpiirin tehtävä on toteuttaa ulomman säätöpiirin antama ohjearvo ja poistaa häiriösuureiden vaikutus tehokkaasti. Virtasäätöpiiri ohjaa koneen vääntömomenttia, joten säädön on oltava tarkka; säätäjässä ei saa esiintyä värähtelyä eikä ylitystä. Säädetäviltä sähkökäyttöiltä vaaditaan entistä parempia suoritusarvoja ja parempaa luotettavuutta. Erityisesti nopea vasteaika ja suuri tarkkuus ovat vaadittuja ominaisuuksia. Ankkurivirran tulisi seurata ohjearvoa ideaalisesti ilman ylitystä yhden virtapulssin aikana. Mikroprosessorit ovat omiaan toteuttamaan näitä vaatimuksia. Teollisuuden sähkökäytöissä tärkeintä on ohjaussuureen ehdoton toteuttaminen, ja täten säätöpiirin optimointi perustuu järjestelmän käyttäytymisen tarkasteluun ohjaussuureen muutoksen kannalta.

Nopeatoimisen virtasäätäjän toteuttamiseen on useita keinoja: jännite- tai virtaohjattu sisäsilmukka virtasäädössä, ankkuripiirin virran mukaan muuttuva virtasäätäjän vahvistus, muuttuva vahvistus jatkuvan ja aukottuvan virran välillä ja epälineaarinen kompensointisilmukka virtasäädössä. Näistä säätäjistä on analogisissa suuntaajissa käytetty usein virtaohjattua sisäsilmukkaa, sillä sen avulla saadaan hyvät ominaisuudet sekä aukottuvalla että jatkuvalla alueella ja lisäksi häiriöiden sietokyky on hyvä. Virtaohjatun sisäsilmukan toteutus analogiatekniikalla on suhteellisen helppoa, mutta digitaalitekniikalla ongelmaksi muodostuu lyhyt säätöväli ja virtasäätäjä onkin usein ratkaistu muilla keinoilla. Nopeaa virtasäätäjää suunniteltaessa on huomioitava seuraavia seikkoja /Ohmae et al. 1986/:

- säädöltä vaaditaan sekä suurta tarkkuutta että nopeaa vasteaikaa
- virran mittausta ja analysointiä täytyy tapahtua ilman suurta aikaviivettä
- mikroprosessori voi käsitellä vain näytteitä virrasta
- tasasuuntaajan virrassa on suuri ripple
- virtasäädölle on asetettava samat vaatimukset riippumatta toimintapisteestä
- virran muutosnopeus on rajoitettava koneen kommutoinnin takia

5.2 Epälineaarinen säätö korjaustekijällä

5.2.1 6-pulssisillan toiminta aukottuvalla alueella

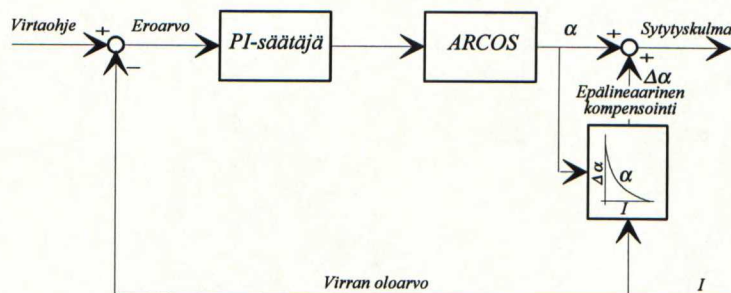
Epälineaarisuus aukottuvalla alueella saadaan kompensoitua sisäisellä jännite- tai virtaohjatulla silmukalla, mutta niiden käyttö vaatii näytteenottoväliksi noin 100 μ s, mikäli nopeussäädön näytteenottoväli on 10 ms ja virtasäädön 1 ms /Ohmae et al. 1980/. Näin nopean toiminnan mahdollistaminen on vaikeaa useimpien suuntaajien mikropro-

sessoreilla. Tämän vuoksi on kehitettävä vaihtoehtoisia menetelmiä, jotka pystyvät huomioimaan järjestelmän epälineaarisen käyttäytymisen pidemmällä näytteenottovälillä.

Tarkastellaan edellisen luvun kuvaa 4.4 olettaen suuntaajan toimivan ohjauskulmalla $\alpha = 7\pi/18$. Kun nopeus on pieni ja virta on suurempi kuin pisteessä A, niin jännite pysyy vakiona virrasta riippumatta (suuntaaja toimii jatkuvalla alueella). Kun nopeus kasvaa ja virran arvo muuttuu pienemmäksi kuin pisteessä A, niin tasajännitteen arvo nousee suuremmaksi kuin pisteessä A – ohjauskulman pysyessä samana. Toimintapiste vaihtelee käyrällä A...C, ja suuntaaja toimii siis aukottuvan virran alueella.

Järjestelmän epälineaarisuus voidaan kompensoida siten, että jännitteen arvo pysyy vakiona koko alueella ohjauskulman pysyessä vakiona. Epälineaarisuus kompensoidaan lisäämällä ohjauskulmaan kompensointikulma $\Delta\alpha$. Esimerkin tapauksessa pisteessä C kompensointikulman arvo on pisteiden C ja B välinen ero ($= \pi/2 - 7\pi/18 = \pi/9$). Lisäämällä kompensointikulma ($0 \dots \pi/6 = 0^\circ \dots 30^\circ$) ohjauskulmaan jokaisessa pisteessä aukottuvalla alueella saadaan järjestelmä toimimaan lineaarisesti. Esimerkin tapauksessa suuntaaja toimii suoralla A...B.

Kuvassa 5.2 on esitetty epälineaarisuuden kompensoinnin mahdollistava säätöjärjestelmä. Säätiipiiri koostuu kahdesta silmukasta, joista toisessa etsitään kompensointikulman $\Delta\alpha$ arvo jokaiselle ohjauskulmalle riippuen tasavirran suuruudesta ja toisessa toteutetaan PI-säätö perustuen virran oloarvon poikkeamalle ohjearvosta. PI-säätäjä voidaan virittää jatkuvan tilan mukaisesti, ja samoilla arvoilla saadaan myös aukottuvalla alueella kohtuullisen hyvät dynaamiset suoritusarvot. Usein on viisasta taulukoida kompensointikulman arvot muistiin esimerkiksi virran ja pyörimisnopeuden funktiona, koska monimutkaisen matemaattisen mallin laskeminen vaatii paljon tehoa prosessorilta.



Kuva 5.2. Epälineaarisella kompensoinnilla varustettu säätöjärjestelmä

Jos epälineaarista kompensointia käytetään myös jatkuvalla alueella, niin järjestelmän vahvistus kasvaa liikaa ja stabiilisuus menetetään. Jotta tämä estettäisiin, on kompensoinnin toimittava vain aukottuvalla alueella. Järjestelmän tulee siis sisältää aukottuvan virran tunnistin, jotta ylikompensoinnilta vältyttäisiin jatkuvassa tilassa. Lisäksi kompensointia käytetään vain silloin, kun virran poikkeama ohjearvosta on riittävän suuri. Muutoin PI-säätäjä ja kompensointipiiri saattavat "kilpailla" keskenään. Siirtymät aukottuvan ja jatkuvan tilan välillä on saatava tasaisiksi. /Ohmae et al. 1980/

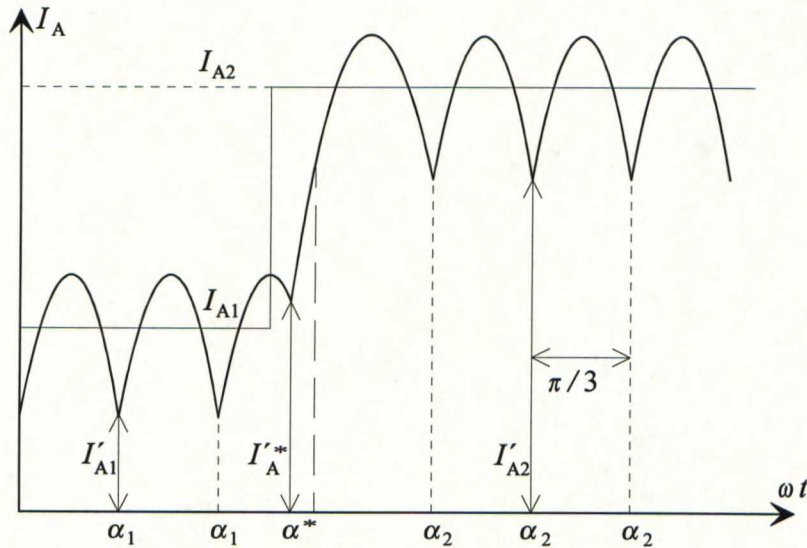
5.2.2 Ohjauskulman ja kompensointikulman laskenta /Collings et al. 1991/

Kompensointikulmaa ei tarvitse välttämättä taulukoida sillä ohjauskulmat jatkuvalla ja aukottuvalla alueella voidaan esittää myös yhtälöiden avulla. Jatkuvalla alueella ohjauskulma saadaan seuraavasti:

$$I_A = \frac{3\hat{V}_p}{\pi R} \cdot \cos \alpha - \frac{E}{R}$$

$$\Rightarrow \alpha = \cos^{-1} \left[\frac{\pi(E + I_A R)}{3\hat{V}_p} \right] \quad (5.1)$$

Yhtälö (5.1) antaa ohjauskulman pysyvässä tilassa. Jotta ohjaus olisi tarkka, täytyy ohjauksen sisältää myös dynaaminen kompensointi virtaohjeen muutoksiin siten, että uusi virtaohje saavutetaan yhden virtapulssin aikana kuvan 5.3 mukaisesti. Virran ohjearvon pysyessä muuttumattomana tyristorien sytytys tapahtuu 60° :een välein ohjauskulmalla α_1 . Kun virran ohjearvo kasvaa, on ohjauskulmaa pienennettävä, ja aika (sähköasteissa) seuraavan sytytyksen alkuun on alle 60° . Mikäli uusi sytytyskulma lasketaan pysyvän tilan mukaisesti, ei vaste ole ideaalinen. Ideaalisessa vasteessa muutostilan ohjauskulman (α^*) on oltava pienempi kuin pysyvän tilan ohjauskulman (α_2). Tällöin sytytysten α^* ja α_2 väli on siis yli 60° . Muutostilan sytytyksen jälkeen seuraavat sytytykset (α_2) tapahtuvat uutta ohjearvoa vastaavasti 60° :een välein. Dynaamisen kompensoinnin vaikutus ohjauskulmaan riippuu ankkuripiirin induktanssista ja muutoksessa vaikuttavan jännitteen (= syöttöjännite-smv) suuruudesta.



Kuva 5.3. Suuntaajan ideaalinen ohjaus jatkuvalla virralla

Kun pysyvän tilan virrat I_{A1} ja I_{A2} (vrt. kuva 5.3) tunnetaan, saadaan ohjauskulmat α_1 ja α_2 laskettua yhtälön (5.1) mukaisesti. Muutostilan ohjauskulma α^* saadaan ratkaistua yhtälöiden (5.2) ja (5.3) mukaisesti /Collings et al. 1991/:

$$I_A'' = i_A(\omega t = \alpha^*) = \left[I_p \sin\left(\alpha^* + \frac{\pi}{3} - \phi\right) - \frac{E}{R} \right] + \left[I_{A1}' - I_p \sin(\alpha_1 - \phi) + \frac{E}{R} \right] \cdot e^{-\frac{\alpha^* + \frac{\pi}{3} - \alpha_1}{\omega\tau}} \quad (5.2)$$

$$I_{A2}' = i_A(\omega t = \alpha_2) = \left[I_p \sin(\alpha_2 - \phi) - \frac{E}{R} \right] + \left[I_A'' - I_p \sin(\alpha^* - \phi) + \frac{E}{R} \right] \cdot e^{-\frac{\alpha_2 - \alpha^*}{\omega\tau}} \quad (5.3)$$

missä I_p on $\hat{V}_p / \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$

Ohjauskulma α^* saadaan ratkaistua iteratiivisesti sijoittamalla yhtälö (5.2) yhtälöön (5.3). Dynaaminen kompensatio voidaan toteuttaa helpoimmin sijoittamalla ohjauskulman yhtälöön lisätermi, jolloin ohjauskulman yhtälöksi saadaan:

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{\pi(E + I_A R + \Delta I_A K_L)}{3\hat{V}_p} \right] \quad (5.4)$$

missä ΔI_A on virran ohjearvojen erotus ($= I_{A2} - I_{A1}$)
 K_L on piirin induktanssiin verrannollinen vahvistus

Aukottuvalla alueella ohjauskulma saadaan seuraavasti (tarkempi johtaminen on esitetty lähteessä /Collings et al. 1991/):

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{\pi \cdot E}{3\hat{V}_p} \right] + \frac{\pi}{6} \left[1 - \left(\frac{I_A}{I_{Amax}} \right)^{\frac{1}{3}} \right] \quad (5.5)$$

missä I_{Amax} on suurin aukottuvan virran keskiarvo (saavutetaan ohjauskulman ollessa noin 90°)

5.3 Epälineaarilla korjaustekijällä varustetun virtasäätäjän toteutus

5.3.1 Aukottumisrajan laskenta

Seuraavaksi tarkastellaan epälineaarilla korjaustekijällä varustetun virtasäätäjän toteutusta. Virtasäätäjä on toteutettu ABB Industry Oy:n kehittämässä uudessa tasasuuntaajassa. Uuden tuotteen ratkaisut on pyritty toteuttamaan edullisesti ja yksinkertaisesti aiempien tasasuuntaajien pohjalta.

Kuvan 4.2 mukaisesti saadaan koneen sähkömotorisesta voimasta (tai ohjauskulmasta) riippuva virran aukottumisraja laskettua helposti kun resistanssi oletetaan nolllaksi. Resistanssi on oletettu nolllaksi sillä perusteella, että virran ollessa aukottuvaa ei virran keskiarvo ole kovin suuri. Tällöin ei resistanssista aiheutuva jännitehäviökään ole suuri. Tällä oletuksella yhtälöistä saadaan huomattavasti yksinkertaisemmat kuin kappaleessa 4.2 (apumuuttujalla θ on merkitty virran johtoaikaa $= \beta - \alpha$):

$$\begin{aligned}
\begin{cases} E = \frac{\hat{V}_p}{\theta} \int_{\delta+\alpha}^{\delta+\alpha+\theta} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\hat{V}_p}{\theta/2} \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\delta + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \\ i_A(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\delta+\alpha}^{\omega t} \left(\hat{V}_p \cdot \sin \omega t - E \right) d\omega t, \quad \delta + \alpha < \omega t < \delta + \alpha + \theta \end{cases} \\
\Rightarrow i_A(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\delta+\alpha}^{\omega t} \left[\hat{V}_p \cdot \sin \omega t - \frac{\hat{V}_p}{\theta/2} \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\delta + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \right] d\omega t \\
= \frac{\hat{V}_p}{\omega L} \left[\cos(\delta + \alpha) - \cos \omega t + \frac{(\delta + \alpha - \omega t)}{\theta/2} \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\delta + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \right] \quad (5.6)
\end{aligned}$$

Virtapulssit toistuvat $\pi/3$ ($= 60^\circ$) välein, joten aukottuvan virran keskiarvo saadaan seuraavasti:

$$\begin{aligned}
I_A &= \frac{1}{\pi/3} \int_{\delta+\alpha}^{\delta+\alpha+\theta} \left[\cos(\delta + \alpha) - \cos \omega t + \frac{(\delta + \alpha - \omega t)}{\theta/2} \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\delta + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \right] d\omega t \\
&= \frac{6 \cdot \hat{V}_p}{\pi \omega L} \left[\frac{\theta}{2} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \cdot \cos\left(\delta + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \quad (5.7)
\end{aligned}$$

Suurin virran keskiarvo aukottumisrajalla I_{Amax} saadaan kun $\theta = \pi/3$ ja $\delta + \alpha + \theta/2 = \pi$ ($\rightarrow \alpha = \pi/2$):

$$I_{Amax} = \frac{\hat{V}_p}{11,248 \cdot \omega L} \quad (5.8)$$

Virran suhteellisarvo saadaan nyt jakamalla yhtälö (5.7) yhtälöllä (5.8):

$$i_{Ap.u.} = 21,4822 \cdot \left[\frac{\theta}{2} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \cdot \cos\left(\delta + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \quad (5.9)$$

Kun yhtälöön (5.7) sijoitetaan $\theta = \pi/3$ ja $\delta = \pi/3$ saadaan aukottumisraja selville eri ohjauskulmien arvoilla. Ohjauskulman ja aukottumisrajan välinen yhteys on nyt saatu sinimuotoiseksi:

$$I_{Amax\alpha} = \frac{\hat{V}_p}{11,248 \cdot \omega L} \cdot \sin \alpha = I_{Amax} \cdot \sin \alpha \quad (5.10)$$

5.3.2 Virtasäätäjän toimintaperiaate

Suuntaajan mukautuminen aukottuvalle alueelle on toteutettu epälineaarisella korjaustekijällä kappaleen 5.2 mukaisesti. Suuntaajan lohkokaavio on esitetty kuvassa 5.4. Aukottuvan alueen kompensointikulma lasketaan ennakoivasti virtaohjeen mukaan. Suuntaajan toimintapistettä vastaava sinifunktio ($\sin \alpha$, lohkokaaviossa SINLR) ratkaistaan lohossa SQRT koneen sähkömotorisen voiman (EMF) ja suuntaajan maksimaalisen lähtöjännitteen (UDI) avulla seuraavasti:

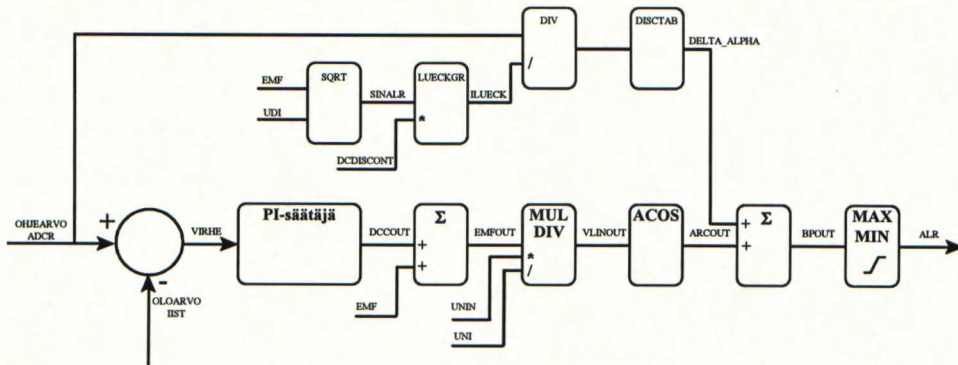
$$\begin{aligned}
 \text{EMF} &= \text{UDI} \cdot \cos \alpha = \text{UDI} \cdot \sqrt{1 - \sin^2 \alpha} \\
 \Rightarrow \sin \alpha &= \sqrt{1 - \left(\frac{\text{EMF}}{\text{UDI}} \right)^2} \quad \left(\Leftrightarrow \sin \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{E}{U_{di}} \right)^2} \right)
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

missä ALR on ohjauskulma α

EMF on koneen sähkömotorinen voima E

UDI on suuntaajan ideaalinen lähtöjännite ohjauskulmalla $\alpha = 0^\circ (= 3\hat{V}_p / \pi)$

Kun ohjauskulman sini tiedetään, saadaan aukottumisraja (ILUECK) selville melko tarkasti kertomalla ohjauskulman sini (SINALR) suurimmalla aukottuvalla virralla (DCDISCONT) yhtälön (5.10) mukaisesti. Suurin aukottuvan virran arvo saadaan suuntaajan ja tasasähkökoneen käyttöönotossa mittaamalla kyseisen virran arvo joko manuaalisesti tai automaattisen säätöalgoritmin avulla. Kun virran ohjearvo (ADCR) nyt jaetaan (lohkossa DIV) aukottuvan virran raja-arvolla (ILUECK), saadaan selville virran aukollisuus. Mikäli jakolaskun arvo on yli yksi, on ohjearvon virta siis jatkuvaa eikä kompensointikulmaa tarvita. Mikäli jakolaskusta saadaan alle yksi, on ohjearvon virta aukottuvaa ja säätäjän lähtöön on lisättävä kompensointikulma (DELTA_ALPHA). Kompensointikulman arvot ($0^\circ \dots 30^\circ$) eri virran arvoille on laskettu kappaleen 5.2.1 mukaisesti, ja arvot on taulukoitu (DISCTAB), jotta prosessorin kapasiteettia säästettäisiin.



Kuva 5.4. Epälineaarisella korjaustekijällä varustetun virtasäätäjän lohkokaavio

Virtasäätäjälle saadaan ohjearvo (ADCR) nopeussäätäjältä. Ohjearvon ja oloarvon (IIST) erotus menee PI-säätäjälle siten, että P-osalle ohjataan meneillään olevan virtapulssin huippuarvo ja I-osalle ohjataan virtapulssin keskiarvo. PI-säätäjä on viritetty jatkuvalla alueella siten, että P-osa on viritetty virran huippuarvon perusteella koska säädön on oltava nopea, ja I-osa on viritetty virran keskiarvon mukaan. Aukottuvalla alueella parametrejä ei muuteta, sillä suuntaajan ominaisuuksien muutoksesta huolehtii kompensointikulma ($0^\circ \dots 30^\circ$) säätäjän annossa. PI-säätäjältä saatuun arvoon (DCCOUT) lisätään koneen sähkömotorisen voiman (EMF) oloarvo, joka on laskettu suuntaajan lähtöjännitteestä kompensoimalla ankkuriin induktanssin ja resistanssin aiheuttama jännitehäviö. Seuraavassa lohkossa haluttu jännite (EMFOUT) kompensoidaan verkkojännitteen muutoksiin siten, että jänniteohje kerrotaan nimellisellä verkkojännitteellä (UNIN) ja jaetaan todellisella jännitteellä (UNI). Tällöin saadaan haluttu

jännite verkkojännitteen muutoksista riippumatta, eikä PI-säätäjän tarvitse korjata sitä. Kompensointilohkosta saadun linearisoidun ohjejännitteen (VLINOUT) mukaan valitaan ACOS-taulukosta jännitettä vastaava ohjauskulma väliltä $0^\circ \dots 180^\circ$. ACOS-taulukosta saatavaan arvoon (ARCOUT) lisätään suuntaajan epälineaarisesta käyttäytymisestä aukottuvalla alueella johtuva korjaustekijä DELTA_ALPHA. Epälineaarisuuden korjaava silmukka toimii aukottuvalla alueella riippumatta eroarvon suuruudesta. Viimeisessä lohossa suoritetaan ohjauskulman rajoitukset (esim. kommutoimisvaran ja kippausvaaran takia ohjauskulma ei voi saada arvoa 180°).

5.3.3 Virtasäätäjän ohjelman toteutus

Virtasäätäjän runko muodostuu kahdesta osasta: sytytyspulssien aloitusohjelma PULSSET ja seuraavan sytytyspulssin laskentaohjelma REGLER. PULSSET koostuu mm. seuraavista osista:

- vaihekulman virheen arviointi ja korjaus
- vaihejärjestyksen tunnistus
- verkon ja suuntaajan synkronoinnin valvonta
- kääntölogiikka (sillanvaihto virran suunnan muuttuessa)
- apujännitteiden tarkkailu
- virran valvonta
- verkon alijännitteen valvonta
- VCO-mittausten keskiarvojen laskenta

PULSSET:in toiminnoista johtuen sen suorittaminen täytyy tapahtua jokaisen sytytyspulssin alussa. Virtapulssin huipun jälkeen suoritettava REGLER suorittaa seuraavia tehtäviä:

- ankkuripiirin ylivirran rajoitus (nelikvadranttikäytöissä molemmille silloille voidaan asettaa omat rajat)
- koneen sähkömotorisen voiman laskenta (resistanssin ja induktanssin aiheuttama alenema kompensoituna)
- virtasäädön ja autotuning-ohjelman (säätöparametrien automaattinen identifiointi) kutsuminen
- ohjauskulman staattisten rajojen laskenta
- ohjauskulman määrittäminen
- syöttöverkon ali- ja ylijännitteen valvonta

REGLER suorittaa siis suuntaajan sytytyshetken laskennan. Sytytyskulmat ja kompensointikulmat on taulukoitu. Aika meneillään olevan pulssin huipusta seuraavan pulssin alkuun lasketaan seuraavasti kuvan 5.5 merkinnöin:

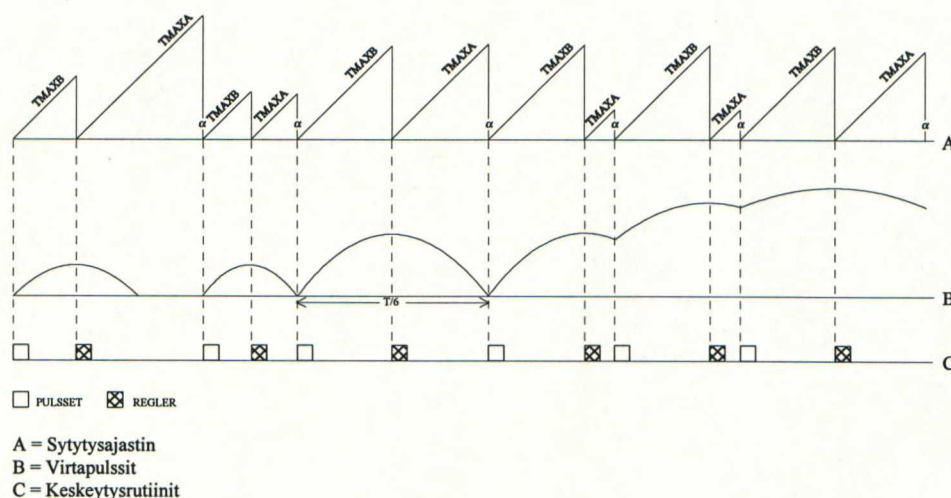
$$TMAXA0 = TALRN - TALR0 + T/6 - TMAXB0 \quad (5.12)$$

missä	TMAXA0	on aika seuraavan sytytyksen alkuun
	TALRN	on uutta sytytyskulmaa vastaava aika
	TALR0	on vanhaa sytytyskulmaa vastaava aika
	T/6	on jakson ajan ja vaihekulman virheen summa jaettuna kuudella
	TMAXB0	on aika meneillään olevan virtapulssin alusta sen huippuun

Yhtälöstä (5.12) nähdään, että jos uusi kulma on sama kuin vanha niin aika seuraavaan sytytykseen (TMAXA0) on $T/6 - TMAXB0$. Sytytyksessä on huomioitava myös ohjel-

man kesto: ennenkuin uusi sytytysaika voidaan toteuttaa on varmistuttava siitä, että ohjelma REGLER on toteutettu kokonaisuudessaan.

Aikarekisterin arvo TMAXB0 ilmoittaa ajan meneillään olevan virtapulssin alusta sen huippuun. TMAXB0 arvo on riippuvainen virran tilasta, onko virta aukottuvaa vai jatkuvaa. Jatkuvalla virralla TMAXB0 arvo on aina noin 30° , sillä virtapulssin pituus on 60° . Mikäli virta aukottuu – eli virran huippu saavutetaan ennen 30° – niin TMAXB0 arvo pienenee $\Delta\alpha$ verran, ja virtasäädön dynamiikka säilytetään myös aukottuvalla alueella.



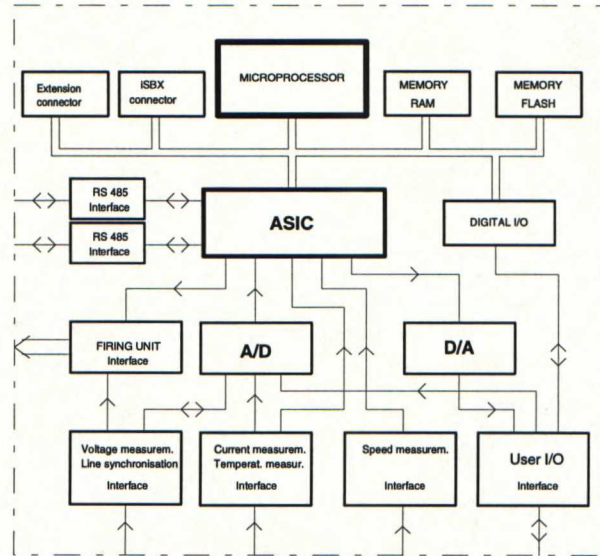
Kuva 5.5. Sillan ohjaus

5.3.4 Suuntaajan ASIC-piirin toiminnot

Asiakaskohtaiset integroidut piirit (ASIC = application specific integrated circuit) ovat yleistyneet suuntaajissa. Yleistymisen syitä on useita: useita toimintoja voidaan toteuttaa yhdellä räätälöidyllä piirillä, ASIC muodostaa hyvän suojan kopioinnille jne. Tässä työssä tutkitun 6-pulssisillan digitaalisista mittauksista ja toiminnoista mahdollisimman paljon on sisällytetty ASIC-piiriin, ja näinollen ASIC osallistuu myös virtasäätäjän toimintaan. ASIC-piirin liitännät ja toiminnot on esitetty kuvassa 5.6. Toimintoihin kuuluu:

- Kommunikointi suuntaajan ohjauspaneelin ja PC:n kanssa.
- Kommunikointi magnetointilaitteen kanssa.
- Moottorin nopeuden mittaus pulssitakometrin avulla.
- Valvontalaskuri, joka keskeyttää mikroprosessorin jos hälytysraja saavutetaan; samalla sytytyspulssit estetään tyristoreilta.
- Kolme 16 bitin laskuria keskimääräisen virran ja jännitteen mittaukseen sekä reaaliaikainen laskuri.
- A/D-muuntimen ja multiplexerien ohjaukset. ASIC valitsee kanavan jota mitataan, aloittaa muunnoksen ja lukee muunnoksen tuloksen.
- D/A-muuntimen ohjaus.

- Tyristorien sytytyspulssit annetaan ASIC:in kautta. Erilaisia tyristoreja ja eri pulssivahvistimia varten on mahdollista käyttää erilaisia pulssimuotoja.



Kuva 5.6. ASIC-piirin toiminnot ja liitännät

5.3.5 Virtamittaukset

Tarkastellaan seuraavaksi virran keskiarvon mittausta. VCO:lla (voltage controlled oscillator) voidaan suorittaa integroivia mittauksia, sillä VCO:n lähtötaajuus riippuu tulojännitteestä. VCO:n antama taajuus voidaan helposti mitata. VCO:n etuna on tarkkuus: virtapulssin keskiarvo saadaan laskettua tarkasti riippumatta virtapulssin muodosta tai aukollisuudesta.

Mikäli virtapulssin muoto oletetaan sinimuotoiseksi, saadaan meneillään olevan pulssin keskiarvo laskettua yksinkertaisesti virran alkuarvon ja huippuarvon avulla. Juuri aukottuvan alueen rajalla virta muodostuu toisiinsa liittyneistä pulsseista ja tasavirta saadaan laskettua seuraavasti:

$$I_A = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \hat{i}_A \sin x dx = \frac{2}{\pi} \hat{i}_A \approx \frac{2}{3} \hat{i}_A \quad (5.13)$$

Mikäli virta on aukottuvaa, täytyy yhtälö (5.13) kertoa virtapulssin pituuden t_{pulssi} ja jaksonajan t_{jakso} suhteella. Sähköasteissa t_{jakso} vastaa 60°:tta (50 Hz verkossa aikaa 3,33 ms), ja t_{pulssi} vaihtelee välillä 0°...60° (= 0...3,33 ms) riippuen virran aukollisuudesta.

$$I_A \approx \frac{2}{3} \hat{i}_A \cdot \frac{t_{\text{pulssi}}}{t_{\text{jakso}}} \quad (5.14)$$

$t_{\text{pulssi}}/t_{\text{jakso}}$ saadaan esimerkiksi suuntaajan muistiin tehdystä taulukosta, jossa arvot on esitetty virran huippuarvon ja aukottumisrajan virran keskiarvon funktiona (on muistettava, että aukottumisrajan virta riippuu koneen sähkömotorisesta voimasta kuten luvussa 4 on todettu). Mikäli virta ei ole aukottuvaa, saadaan virran keskiarvo laskettua kuten

aukottuvallekin virralle huomioimalla edellisen virtapulssin loppuarvo I_{Aend} (= seuraavan pulssin alkuarvo) pulssin alkaessa seuraavasti:

$$I_A \approx I_{Aend} + \frac{2}{3}(\hat{i}_A - I_{Aend}) \quad (5.15)$$

Yhtälöillä (5.13)...(5.15) saataisiin meneillään olevan virtapulssin keskiarvo laskettua siis ennakoivasti jo virran huippuarvon jälkeen, kun taas VCO-mittauksilla voidaan käyttää vain edellisen pulssin keskiarvoa. Ennakoivassa laskennassa ongelmana on kuitenkin laskuissa syntyvät epätarkkuudet: Suuntaajassa käytetyn prosessorin toiminnasta johtuen desimaalilukujen käsittely on hankalaa, ja näinollen π on korvattu arvolla 3. Tästä aiheutuu lähes 5 % virhe. Virran käyrämuoto on oletettu sinimuotoiseksi, mikä ei aivan pidä paikkaansa. Lisäksi AD-muuntimilla suoritettujen mittausten (virran huippuarvo ja alkuarvo) epätarkkuudet vaikuttavat tulokseen. Käytännössä on havaittu VCO-mittauksilla päästävän parempiin suoritusarvoihin, sillä PI-säätäjän integroinnin osalta tärkeää on tarkkuus eikä niinkään nopeus.

Virtamittaus suoritetaan suuntaajan syöttökiskoista (2 vaihetta), koska tällöin mittaaminen on halvempaa ja helpompaa. VCO mittaa virran (ja jännitteen) keskiarvon. VCO:n taajuus mitataan ASIC:in laskurilla. Laskurin arvo säilytetään prosessorin lähdössä aina seuraavan sytytyshetken alkuun. Talletetuista laskurin arvoista lasketaan keskimääräinen virta. VCO-mittauksessa virtamittauksen jakso on kuudesosa verkkojännitteen jaksonajasta. Virtamittauksen resoluutio on 12 bittiä ja tarkkuus on noin 2 %.

AD-muuntimella suoritetaan kaksi mittausta: virran huippuarvo ja virtapulssin loppuarvo. Huippuarvo etsitään huippuarvon ilmaisimen avulla ja talletetaan kondensaattoriin. Kondensaattorin varaus on nollattava ennen seuraavaa huippua. Virran loppuarvo saadaan sytytyspulssin lopusta, ja sen arvo tallentuu myös kondensaattoriin. AD-muuntimella saatujen minimi ja maksimiarvojen resoluutio on 12 bittiä ja tarkkuus on noin 2 %. Mittausjakso on kuudesosa verkkojännitteen jaksonajasta.

5.3.6 Virtasäätäjän parametrien määrittäminen

Suuntaajan säätäjien parametrit (esim. PI-säätäjän P- ja I-osan kertoimet) on viritettävä koneelle sopiviksi, jotta virtasäätäjä toimisi oikein. Suuntaajan virittäminen käyttöönottovaiheessa on vaikeaa ja aikaavievää. Erityisesti pienten suuntaajien virittäminen tulisi onnistua ilman erikoistuneita henkilöitä, jotta kustannukset eivät nousisi kohtuuttoman suuriksi – automaattista viritysalgoritmia siis tarvitaan.

Automaattisen viritysalgoritmin tulisi toimia siten, että kun suuntaajan kytkennät on tehty ja ohjauskortille on kytketty jännite, ohjelma antaa käyttäjälle esim. nestekidenäytön avulla ohjeita siitä, kuinka käyttöönotossa tulisi edetä. Nämä ohjeet ovat tarpeen, vaikka suuntaaja suorittaakin suurimman osan toimenpiteistä itse.

Ensimmäiseksi ohjauskortille on annettava tiedot suuntaajan ja tasasähkökoneen suoritusarvoista (esim. virran, jännitteen ja nopeuden maksimiarvot). Tämän jälkeen voidaan jännite kytkeä suuntaajaan ja synkronoida suuntaaja verkon taajuudelle. Samalla tarkistetaan oikea vaihejärjestys. Synkronoinnin jälkeen suuntaaja voi syöttää konetta johon ei kuitenkaan vielä kytketä magnetointia. Koneen ankkuripiiriin voidaan syöttää jännitettä ilman magnetointia hetkittäin, jolloin ankkuripiiriin muodostuu aukottuva virta. Koska magnetointia ei ole kytketty, ei myöskään momenttia synny ja roottori

pysyy paikallaan. Mitattujen virtanäytteiden avulla saadaan ankkuripiirin resistanssi ja reaktanssi suurin piirtein määriteltä, ja virtasäätäjälle saadaan laskettua alustavat parametrit. Kun virta muuttuu jatkuvaksi, saadaan mitatun jännitteen ja virran avulla laskettua myös kommutoinnista aiheutuva näennäisresistanssi, ja virtasäätäjän parametrit saadaan määriteltä kaikkiin toimintapisteisiin.

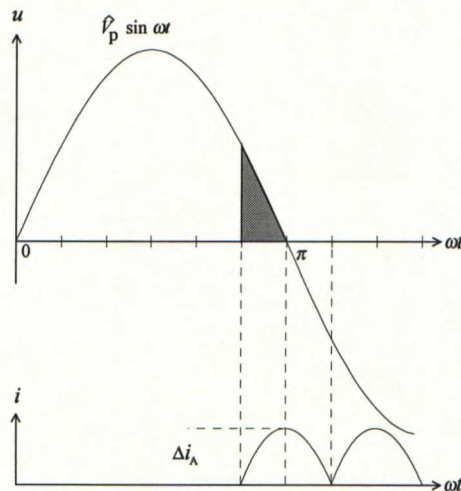
Vastuksen laskeminen on helppoa, kun suuntaajan tasajännite ja tasavirta on mitattu. Resistanssi saadaan tasajännitteen ja tasavirran osamääränä. Induktanssin laskeminen tapahtuu induktanssin määritelmän mukaisesti seuraavasti.

$$u = L \frac{di_A}{dt} \Rightarrow \int u dt = L \cdot di_A \Rightarrow L = \frac{\int u dt}{di_A} \quad (5.16)$$

Laskenta voidaan suorittaa yksinkertaisesti kuvan 5.7 mukaisesti (mikäli suuntaaja ei osaa integroida). Induktanssi saadaan laskettua helposti, kun siltaa ohjataan noin ohjauskulmalla 90° ja virtapulssi on aukottuvan virran rajalla. Tällöin pätevät seuraavat yhtälöt, joiden osamäärä on piirin induktanssi:

$$\int u dt = \hat{V}_p \sin 30^\circ \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{\text{jakso}}}{2}$$

$$di_A = \hat{i}_A \quad (5.17)$$

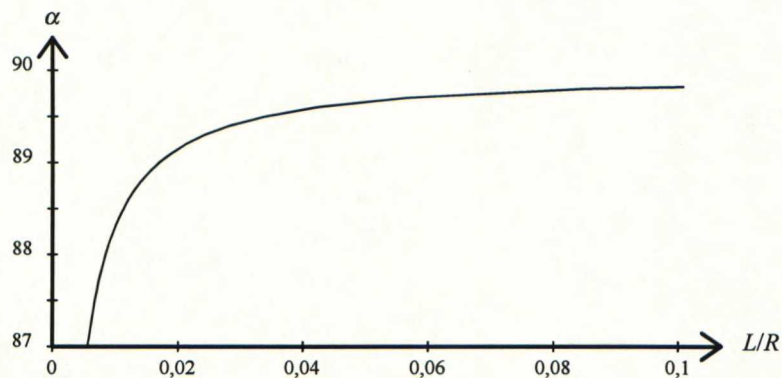


Kuva 5.7. Induktanssin määrittäminen käyttöönotossa

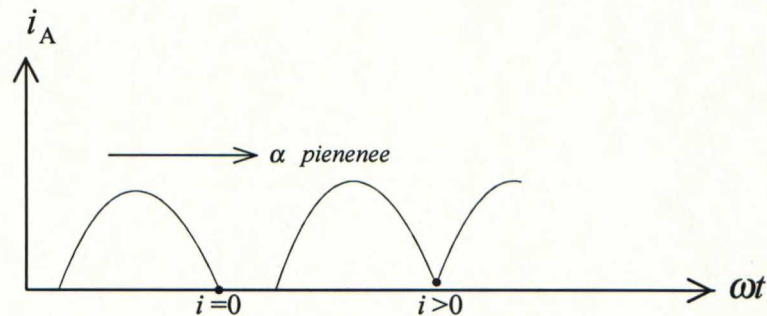
Suuntaajan eri toimintapisteissä induktanssin arvo muuttuu, ja eri induktanssien arvot tulisikin taulukoida virran funktiona. Myös näennäisen resistanssin arvot muuttuvat virran funktiona, sillä kommutointiaika muuttuu virran funktiona. Resistanssin muutoksen vaikutus on kuitenkin säädön kannalta pienempi kuin induktanssin, eikä sen arvoa usein muuteta. Lisäksi resistanssin arvot muuttuvat ankkurikämin lämpenemän myötä, joten tarkkaan resistanssin määrittäykseen tarvittaisiin koneen lämpömalli.

Kappaleessa 5.3.1 on laskettu virran keskiarvot aukottumisrajalla ohjauskulman funktiona. Pienillä yksinkertaistuksilla saatiin arvojen välille sinimuotoinen riippuvuus, ja

suurin aukottuvan virran keskiarvo saatiin ohjauskulmalla 90° . Todellisuudessa suurinta aukottuvaa virtaa vastaava ohjauskulma riippuu kuitenkin piirin aikavakiosta τ (induktanssin ja resistanssin suhde) yhtälön (4.4) ja kuvan 5.8 mukaisesti. Tällöin suurinta aukottuvaa virtaa ei siis saada ohjauskulmalla 90° . Virran arvo on siten määritettävä 90° :een läheisyydessä seuraavasti: ohjauskulmaa pienennetään hyvin vähän arvosta 90° niin kauan kunnes virtapulssin loppuarvo ei enää saavuta nollaa, ja VCO mittaa virtapulssin keskiarvon. Kuva 5.9 havainnollistaa virran mittausta.



Kuva 5.8. Suurinta aukottuvaa virtaa I_{Amax} vastaava ohjauskulma suuntaajan aikavakion funktiona



Kuva 5.9. Suurimman aukottuvan virran mittaaminen kun $\alpha = 90^\circ$ ei vastaa sitä

5.4 Virtasäädön toteuttaminen digitaalisignaali prosessorilla (DSP)

5.4.1 Yleistä

Kappaleessa 5.3 esitetty epälineaariseen korjaustekijään perustuva virtasäätäjä on toteutettu INTELTM:in prosessorilla 80C186, jonka kellotaajuus on 16 MHz. Käytännössä säätäjä toimii siten, että virran ohjearvo saavutetaan 1...3 virtapulssin aikana ja toiminta ei siis aina vastaa ideaalista (jolloin ohjearvo saavutetaan ensimmäisellä virtapulssilla ilman ylitystä). Lisäksi prosessorin kapasiteetti on niin pieni, että muihin

toimintoihin ei jää paljoakaan aikaa. Esimerkiksi synkronointi verkkoon sekä virtasäätäjän ja nopeussäätäjän toiminta varaavat paljon prosessori-aikaa. Mikäli prosessorin suorituskykyä saadaan nostettua, voidaan virtasäätö tehdä vielä hieman paremmaksi, ja samalla prosessorilta jää reilusti aikaa muiden tehtävien suorittamiseen.

Viimeisimmät kehitysaskelleet puolijohdetekniikassa ovat mahdollistaneet pienempien ja nopeampien mikroprosessorien soveltamisen yhä halvemmalla. Uusimmat säätäjät voidaan toteuttaa esimerkiksi digitaalisignaali-prosessorilla (DSP), jonka suorituskyky on riittävä toteuttamaan 6-pulssisillan virtasäädön ideaalisesti.

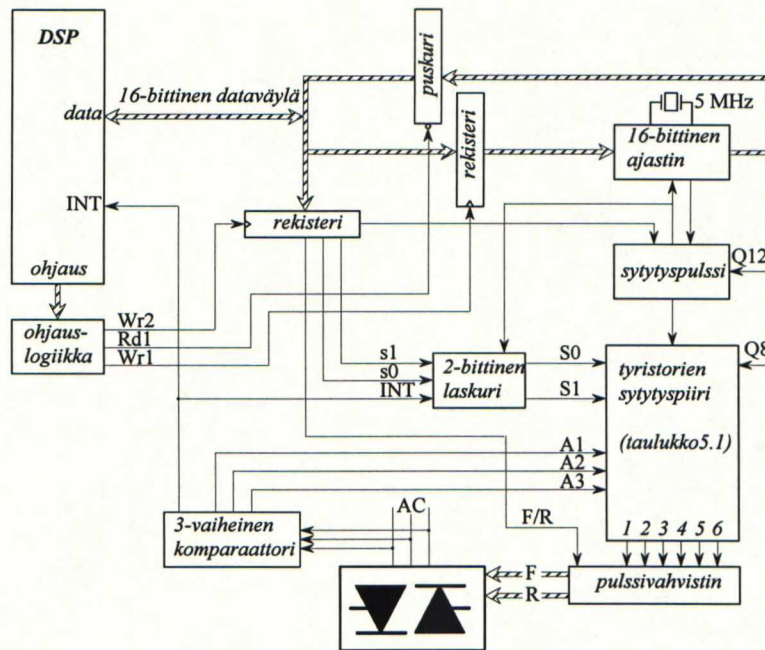
5.4.2 DSP:llä toteutetun sytytyspiirin ohjaus ja rakenne

Luvun 2 mukaisesti suuntaajan tyristoreita sytytetään järjestyksessä 1,2,3,4,5,6. Pysyvässä tilassa sytytyspulssit tapahtuvat 60° välein. Suuntaajan toiminnasta voidaan muodostaa taulukko 5.1, jossa kukin toimintapiste voidaan kuvata /Collings et al. 1991/.

Taulukko 5.1. Tyristorien sytytystaulukko /Collings et al. 1991/

INPUTS					OUTPUTS							
S1	S0	A1	A2	A3	T1	T2	T3	T4	T5	T6	V_p	α
0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	V_{cb}	0°...60°
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	V_{ab}	
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	V_{ac}	
0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	V_{bc}	
0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	V_{ba}	
0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	V_{ca}	
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	V_{ca}	60°...120°
0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	V_{cb}	
0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	V_{ab}	
0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	V_{ac}	
0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	V_{bc}	
0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	V_{ba}	
1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	V_{ba}	120°...180°
1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	V_{ca}	
1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	V_{cb}	
1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	V_{ab}	
1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	V_{ac}	
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	V_{bc}	

Taulukossa bitit A1, A2, A3 kuvaavat pääjännitteistä V_{AB} , V_{BC} ja V_{CA} muodostettua suora-ideaalia. Biteistä ei luonnollisestikaan selviä jännitteen käyrämuoto, mutta suuntaajan ohjaamisen kannalta ainoa tarvittava tieto onkin näiden jännitteiden polariteetit (positiivinen vai negatiivinen). Sytytyskulman alue voidaan esittää kahden bitin avulla (S1,S0) taulukon 5.1 mukaan seuraavasti: (0,0) = 0°...60°, (0,1) = 60°...120°, (1,0) = 120°... 180°. Lisäksi suuntaajan ohjaamiseen nelikvadranttikäytöissä tarvitaan yksi bitti (F/R) ilmoittamaan, kumpi silta on toiminnassa. Taulukon 5.1 mukaisesti saadaan oikeat tyristorit sytytettyä kaikissa alueissa, kun tiedetään sytytyskulman alue ja pääjännitteiden polariteetit. Lähteessä /Collings et al. 1991/ on esitetty DSP:llä toteutettava piiri tyristorien sytytykseen. Piirin periaatteellinen rakenne on esitetty kuvassa 5.10.



Kuva 5.10. Suuntaajan ohjauspiirin toteutus DSP:llä

Signaalit A1, A2 ja A3 on saatu aikaan pääjännitteistä komparaattoriin avulla, ja samalla muodostetaan keskeytyssignaali INT jokaisella signaalien A1, A2 tai A3 nousvalla tai laskevalla reunalla (siis 60° välein). Varsinaisen ohjauskulman viive ilmoitetaan 16-bitin avulla. Piiri sisältää 5 MHz laskurin, josta saadaan 200 ns aikajaksoja. Tällöin kuudesosa syöttöjännitteen jaksosta (60° tai 3,33 ms) vastaa laskurin arvoa 16667. Tällöin esimerkiksi ohjauskulmalla 79° ja virran suunnan ollessa kuorma päin saadaan seuraavat arvot: $F/R = 1$, $S = (0,1)$ ja viivästyskulma on $19^\circ/60^\circ \cdot 16667 = 5278$.

Uusi säätösykli alkaa aina jokaisen keskeytyssignaalin INT jälkeen, jolloin DSP samalla antaa täydellisen sytytysohjeen. Vaadittavan sytytyskulman mukainen arvo asetetaan ajastimeen, ja kun laskuri saavuttaa asetetun arvon, sytytetään oikea tyristoripari taulukon 5.1 mukaisesti.

Ohjelman toiminnan varmistamiseksi on sytytyssignaaleille asetettava minimikestoksi esim. 0,8 ms. Sytytyksen varmistamiseksi käytetään piirissä laskurin kahdettatoista bittä Q12, jonka arvo pysyy ykkösesä 4096 ($\approx 0,8$ ms) laskuripulssin ajan. Sytytyssignaali pysyy ykkösenä (= päällä) niin kauan kun Q12 on yksi. Uutta sytytyspulssiohjetta ei sallita, ellei sytytyssignaali ole nolla (eli Q12 on nolla). Jokaisen säätösyklin alussa ajastimen arvo luetaan, jotta saataisiin selville onko sytytyspulssit suoritettu. Jos sytytys on tapahtunut, päivitetään seuraava sytytyskulma kuten edellä on todettu. Mikäli sytytyspulssit eivät ole päättyneet, on parempi päivittää uudet sytytyskulman arvot vasta kun edellinen sytytys on päättynyt, jotta liian lyhyiltä sytytyspulssilta vältyttäisiin. Tämä rajoitus on välttämätön, kun sytytyskulmaa äkillisesti pienennetään ja kahden peräkkäisen sytytyspulssin välinen ero tulee hyvin pieneksi. Tämän vuoksi annetaan sytytyssignaalin laskevalla reunalla merkki sytytyspulssin loppumisesta. Lisäksi tarvitaan yksi signaali ilmoittamaan välittömästä sytytystarpeesta. Välitön sytytystarve heti edellisen sytytyksen jälkeen syntyy, kun virran ohjearvo nousee niin paljon, että uuden sytytyksen tulisi tapahtua jo meneillään olevan sytytyksen aikana. Jos välittömän sytytystarpeen

ilmaiseva signaali on yksi, päivitetään sytytyskäsky heti kun edellinen sytytyssignaali on loppunut.

Tyristorien syttymisen varmistamiseksi muodostetaan sytytyspulssiksi kampamainen sarja lyhyitä pulsseja. Pulssisarja saadaan muodostettua esim. JA-portin (AND gate) avulla laskurin bitistä Q8 ja sytytyssignaalista. JA-portti toimii siten, että sen lähtö on yksi vain silloin kun sen molempien ottosignaalien arvo on yksi. Muulloin lähtö on nolla. Kun sytytyssignaali on yksi ja bitti Q8 on yksi, saadaan tyristorille sytytyspulssi. Tyristorille saadaan JA-portin avulla kahdeksan 50 μ s mittaista pulssia sytytysohjeen ollessa yksi ja bitin Q8 vaihdellessa nolasta ykköseen laskurin laskiessa. Lisäksi piirissä on oltava pulsivahvistin tyristorien sytytyspulssille.

Suurilla ohjauskulmilla ($\geq 45^\circ$) saattaa keskeytyssignaali syntyä (A1, A2 tai A3 vaihtaa tilaa), ennenkuin sytytys tapahtuu tai kun sytytys on meneillään. Jotta varmistettaisiin oikeiden tyristorien sytyttäminen, täytyy jännitealueen valitsijaa (S1,S0) kasvattaa yhdellä joka kerta kun keskeytys tapahtuu. Tämä kasvatus tapahtuu siten, että jokaisen säätösyklin alussa S0 ja S1 arvot ladataan 2-bittiseen laskuriin, jonka jälkeen laskurin annetaan laskea eteenpäin aina keskeytyksen tullessa.

5.4.3 DSP:llä toteutettava ennakoiva virtasäätö

Edellisessä kappaleessa on esitetty mikroprosessoriohjauksen periaate, mutta ratkaisematta on edelleen tarvittava ohjauskulman arvo virtaohjeen perusteella. Säätäjä voidaan toteuttaa esim. kappaleen 5.2 mukaisesti kompensointikulmaan perustuvalla ohjauspiirillä. Lisäksi tarvitaan PI-säätäjä korjaamaan mallissa väistämättä esiintyviä virheitä.

Lähteessä /Leonhard et al. 1987/ on esitetty digitaalisignaali prosessorille hyvin soveltuva ennustava tyristorisillan ohjaus. Sillan ohjaus perustuu tasasähkökoneen malliin, jolloin koneen induktanssi, resistanssi ja sähkömotorinen voima on tunnettava tarkasti. Lisäksi suuntaajan matemaattinen toiminta on tunnettava hyvin. Ohjauksen toimintaperiaate on seuraava:

- Lasketaan meneillään olevan virtapulssin estimaatti i_{A*} säätövälin ΔT loppuun (merkitään T_n). Säätövälin pituus on 222 μ s.
- Käyttäen apuna meneillään olevan virtapulssin estimaattia i_{A*} lasketaan estimaatti seuraavan virtapulssin i_{A**} käyrämuodolle olettaen, että sytytys tehtäisiin seuraavan säätövälin lopussa (T_{n+1}).
- Lasketaan keskiarvo I_{A**} virtapulssille i_{A**} .
- Jos keskiarvo on suurempi kuin ohjearvo, sytytystä ei tehdä seuraavan säätövälin lopussa (T_{n+1}).
- Jos keskiarvo on alle ohjearvon, interpoloidaan sytytyskulma välille $T_n \dots T_{n+1}$ ja syötetään lukema laskuriin. Sytytys tehdään laskurin saavuttaessa nollan seuraavan säätövälin aikana.

Virtapulssien käyrämuodot voidaan laskea DSP:llä ankkuriin differentiaaliyhtälöstä numeerisesti integroimalla. Edellä kuvatus ohjaussyklin toistuessa jatkuvasti, saadaan tasavirta laskettua ennakoivasti, ja virtasäätäjä toimii reaaliajassa ilman ylitystä tai viivettä. Ohjaus on siis ideaalinen, eikä sitä voida enää parantaa verkkokommutoivilla silloilla. Ohjauksen tarkempi käsittely on esitetty lähteessä /Leonhard et al. 1987/.

5.5 Sumealla logiikalla toteutetun virtasäätäjän periaate

5.5.1 Sumean logiikan synty

Nykyinen säätötekniikka käyttää matemaattisia malleja järjestelmien kuvaamiseen, ja mitä tarkempi malli saadaan muodostettua, sitä parempi on säätö. Useissa monimutkaisissa järjestelmissä tarkan mallin luominen on kuitenkin vaikeaa, ja suunnittelu vie paljon aikaa. Lisäksi järjestelmän mallia joudutaan usein monimutkaisuuden takia yksinkertaistamaan esimerkiksi linearisoimalla, jonka jälkeen virheet korjataan parametrien muutoksilla.

Uusien suuntaajien suorituskyvyn parantamiseksi on yritetty kehitellä monia ns. viisaita tai oppivia ohjausteorioita. Yksi mielenkiintoisimmista menetelmistä suuntaajien ohjaukseen on sumeiden joukkojen ja sumean logiikan käyttö. Sumeiden joukkojen teorian esitti jo vuonna 1965 L. A. Zadeh, mutta teolliset sovellukset ovat toteutuneet vasta viime aikoina.

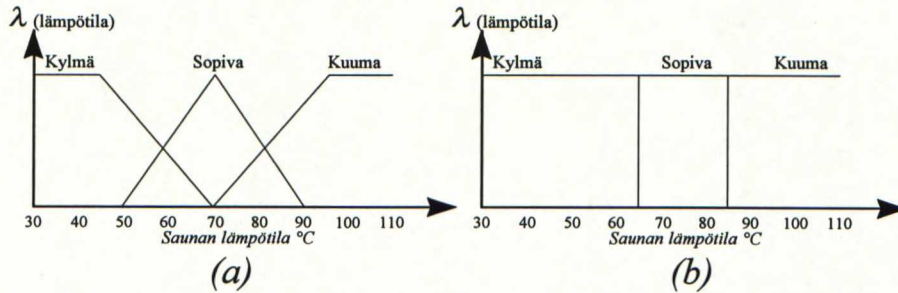
Sumea säätö on luonteeltaan adaptiivista parametrien muutosten suhteen, ja useat ongelmat säädössä voidaan välttää. Nopeuden, momentin, vuon ja vahvistuksen estimointi voidaan suorittaa välittämättä parametrien muutoksista. Sumean logiikan avulla voidaan systeemille antaa eräänlainen oppimiskyky siten, että säätäjän annetaan tutkia järjestelmän parametrien muutoksia ja sopeutua niihin, jolloin järjestelmän malli säätäjässä muuttuu. /Bose 1993/

5.5.2 Sumea logiikka ja sumeat joukot

Sumea logiikka käsittelee epämääräisiä tai epätarkkoja suureita. Muuttuja voi sumeassa logiikassa saada epämääräisiä arvoja, joita ilmaistaan sanallisesti: esim. pieni, keskikokoinen, suuri. Näitä sanallisia määreitä voidaan esittää numeerisesti sumeiden osajoukkojen avulla. Sumeaa osajoukkoa kuvataan jäsenyysfunktiolla, joka saa arvoja nollasta yhteen riippuen siitä, kuinka hyvin alkio täyttää joukon ehdot. Tällaisten epämääräisten osajoukkojen etuna on laitteiston kyky sopeutua muuttuviin ja epävarmoihin olosuhteisiin, jolloin systeemi toimii osittain kuten ihminen. Esimerkkinä voidaan mainita prosessit, joissa tarkkaa matemaattista mallia ei ole käytettävissä tai malli on mahdollisesti väärä. Luonnollisesti myös sumeilla joukoilla on mahdollista toimia tarkkojen mallien mukaisesti. Toisaalta sumean logiikan käyttö on edullista, mikäli prosessin malli saattaa muuttua joissain tapauksissa. Tällöin sumean logiikan on mahdollista adaptoitua uuteen tilanteeseen optimalla prosessin malli. /Sousa et al. 1994/

Sumeiden joukkojen erityispiirre "normaaleihin" matemaattisiin joukkoihin nähden on osittainen jäsenyys. Kuten jo edellä todettiin voi jäsenyys vaihdella välillä 0...1, jolloin 1 edustaa täyttä jäsenyyttä ja 0 ei kuulu joukkoon ollenkaan. Sumea maailma ei siis ole täysin mustavalkoinen. Kuva 5.11 havainnollistaa sumeiden joukkojen toimivuutta tarkasteltavan systeemin ollessa lämpötilan säätäjä. Kuva 5.11(b) esittää perinteistä säätäjää ja perinteisiä joukkoja. Tällöin esimerkiksi kuvan 80°C kuuluu joukkoon "Sopiva". Kuva 5.11(a) puolestaan esittää sumeaa säätöä ja sumeita osajoukkoja. Nyt lämpötilaa käsitellään sumeana muuttujana, ja 80°C kuuluu osittain sekä joukkoihin "Sopiva" että "Kuumaa". Näin voidaan määritellä eri säätötarkoituksiin erilaisia joukkoja kuten pieni positiivinen, suuri positiivinen jne. On tärkeää huomata, että jokin annettu

arvo voi kuulua useampiin eri osajoukkoihin jäsenyysfunktioiden määräämällä tavalla. Jäsenyysfunktioiden muoto voidaan valita sovellukselle sopiviksi.



Kuva 5.11. Esimerkki sumeasta joukosta (a) ja matemaattisesta joukosta (b)

5.5.3 Epälineaarisen korjaustekijän toteutus sumealla logiikalla

Kuten edellä on todettu, sumea logiikka sopii parhaiten sovelluksiin joissa esim. systeemin parametrit muuttuvat, järjestelmän käyttäytyminen on epälineaarista ja mahdotonta ennustaa tai signaalit ovat epämääräisiä. Koska sähkökäyttöissä säätäjiltä vaaditaan usein epälineaarista toimintaa ja adaptiivisuutta järjestelmän parametrien muutoksiin, on oletettavaa että sumeiden logiikoiden käyttöön liittyy tiettyjä etuja myös sähkökäyttösovelluksissa. Käytännössä on jo tehty joitain sovelluksia, ja esimerkiksi Sousan /1994/ mukaan suoritusarvot ovat olleet erinomaisia.

Sumeata säätöä käytetään tässä linearisoimaan suuntaajan siirtofunktio aukottuvan virran alueella epälineaarilla korjaustekijällä kappaleen 5.2 mukaisesti. Lisäksi sumean säädön avulla voidaan myös korvata nopeus- ja virtasäätäjän PI-säätäjä. PI-säätäjän korvamisesta sumealla säädöllä aiheutuva etu ei ole suuri, sillä PI-säätäjän toiminnassa ei ole juurikaan tuntemattomia tai epälineaarisia tekijöitä, jotka parhaiten soveltuisivat sumean säädön kohteeksi. Toisaalta jos epälineaarisen korjaustekijän laskenta ei onnistu syystä tai toisesta tai järjestelmän parametrit muuttuvat, on sumealla logiikalla toteutetulla PI-säätäjällä mahdollista sopeutua muuttuneisiin olosuhteisiin. Yksi sumean logiikan mahdollinen sovellusalue on myös suuntaajan synkronointi verkkoon, sillä suuntaajaa syöttävän verkon käyttäytyminen on usein osittain epäselvää.

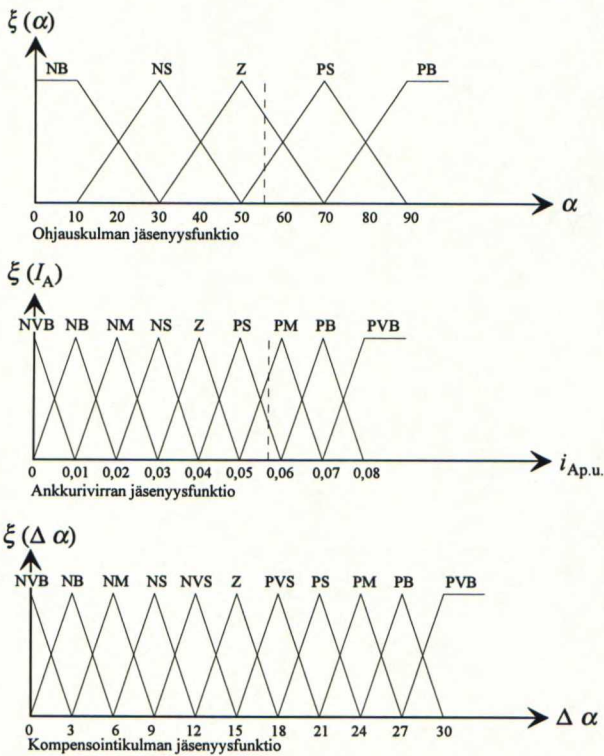
6-pulssisillan toimintaa aukottuvalla alueella on esitetty luvussa 4. Aukottuva alue saavutetaan luonnollisesti aina samoilla ehdoilla säätäjän toiminnasta riippumatta. Sumean logiikan soveltuvuutta virtasäätäjään puoltaa suuntaajan epälineaarinen käyttäytyminen, joka aiheuttaa muutoksia suuntaajan vahvistukseen. Tässä esitetään sumealla logiikalla toimiva suuntaajan linearisointi, joka perustuu kappaleen 5.2 mukaisesti virrasta ja ohjauskulmasta riippuvaan kompensointikulmaan.

Sumea säätö voidaan toteuttaa siten, että kompensointikulma $\Delta\alpha$ esitetään sumeana riippuvuutena ohjauskulmasta α ja ankkurivirrasta I_A . Säännöt kompensointikulman muodostamiseen on annettu matriisimuodossa taulukon 5.2 mukaisesti. Jos esimerkiksi I_A on pieni negatiivinen (NS) ja α on pieni positiivinen (PS), niin $\Delta\alpha$ arvoksi saadaan pieni negatiivinen (NS). Kuvassa 5.12 on esitetty jäsenyysfunktiot virralle, ohjauskul-

malle ja kompensointikulmalle (N = negative, P = positive, B = big, M = medium, S = small, V = very, Z = zero). Kuten kuvasta 5.12 (sekä myös taulukosta 5.2) nähdään, muodostuu virran joukko yhdeksästä, kompensointikulman yhdestätoista ja ohjauskulma viidestä osajoukosta. Osajoukkojen lukumäärän määrittelee käytäntö, mutta voidaan sanoa, että mitä herkempi muuttuja sitä enemmän joukkoja. /Sousa et al. 1994/

Taulukko 5.2. Kompensointikulman määrittely (N = negative, P = positive, B = big, M = medium, S = small, V = very, Z = zero) /Sousa et al. 1994/

		α				
		NB	NS	Z	PS	PB
$i_{Ap.u.}$	NVB	NVB	PB	PB	PB	PB
	NB	NVB	Z	Z	Z	Z
	NM	NVB	NS	NVS	NVS	NVS
	NS	NVB	NM	NS	NS	NS
	Z	NVB	NB	NM	NM	NS
	PS	NVB	NVB	NB	NM	NM
	PM	NVB	NVB	NB	NB	NB
	PB	NVB	NVB	NVB	NB	NB
	PVB	NVB	NVB	NVB	NVB	NB



Kuva 5.12. Virtasäätäjän jäsenyysfunktiot /Sousa et al. 1994/

Jäsenyysfunktiot on muodostettu kuvan 5.12 mukaisesti siten, että missä tahansa pisteessä kahden sumean osajoukon summa on yksi. Sumean linearisoinnin kulku voidaan esittää seuraavasti /Sousa et al. 1994/:

1. Virtasäätäjän silmukasta saadaan ankkurivirran I_A ja sytytyskulman α arvot. Koska säätäjässä on helpompi käsitellä suhteellisarvoja, on ankkurivirran arvo jaettava nimellisarvolla.

2. Lasketaan ohjauskulmalle ja tasavirralle osajoukkojen indeksit A ja B , jotka ilmoittavat missä osajoukossa ankkurivirran ja sytytyskulman arvot ovat vasemmalta lukien (vrt. kuva 5.12). Jos esim. $i_{Ap.u.} = 0,057$ ja $\alpha = 55$, niin saadaan seuraavat indeksit:

$$A = \text{INT}((\alpha+10)/20) = 3 \Rightarrow \text{osajoukko Z (3. osajoukko vasemmalta)}$$

$$B = \text{INT}((i_{Ap.u.}+0,01)/0,01) = 6 \Rightarrow \text{osajoukko PS (6. osajoukko vasemmalta)}$$

3. Seuraavaksi lasketaan jäsenyysfunktion arvo ankkurivirrälle I_A ja ohjauskulmalle α kuvan 5.12 vasemmanpuolisista osajoukoista (edellä virralle on saatu joukko PS ja kulmalle joukko Z) ja käyttäen indeksejä A ja B seuraavasti:

$$\xi_Z(\alpha) = (20A+10-\alpha)/20 \Rightarrow \xi_Z(55) = 0,75$$

$$\xi_{PS}(i_{Ap.u.}) = (0,01B-i_{Ap.u.})/0,01 \Rightarrow \xi_{PS}(0,057) = 0,3$$

4. Lasketaan seuraavaksi jäsenyysfunktion arvot seuraaville kuvan 5.12 mukaisille osajoukoille (tässä tapauksessa virralle joukko PM ja sytytyskulmalle joukko PS):

$$\xi_{PS}(\alpha) = 1-\xi_Z(\alpha) \Rightarrow \xi_{PS}(55) = 0,25$$

$$\xi_{PM}(i_{Ap.u.}) = 1-\xi_{PS}(i_{Ap.u.}) \Rightarrow \xi_{PM}(0,057) = 0,7$$

5. Lasketaan jäsenyysfunktioiden arvoista neljä uutta jäsenyysfunktion arvoa taulukon 5.2 neljälle reunustetulle ruudulle jotta kompensointikulma saadaan ratkaistua lopullisesti:

$$\xi_{R1} = \text{Min}\{\xi_Z(\alpha), \xi_{PS}(i_{Ap.u.})\} = \text{Min}\{0,75; 0,3\} = 0,3$$

$$\xi_{R2} = \text{Min}\{\xi_{PS}(\alpha), \xi_{PS}(i_{Ap.u.})\} = \text{Min}\{0,25; 0,3\} = 0,25$$

$$\xi_{R3} = \text{Min}\{\xi_Z(\alpha), \xi_{PM}(i_{Ap.u.})\} = \text{Min}\{0,75; 0,7\} = 0,7$$

$$\xi_{R4} = \text{Min}\{\xi_{PS}(\alpha), \xi_{PM}(i_{Ap.u.})\} = \text{Min}\{0,25; 0,7\} = 0,25$$

6. Seuraavaksi katsotaan kunkin kompensointikulman $\Delta\alpha$ osajoukon arvot taulukon 5.2 ja kuvan 5.12 mukaisesti:

$$\Delta\alpha_1 = (\alpha = Z, i_{Ap.u.} = PS) \Rightarrow \Delta\alpha_1 = NB = 3^\circ$$

$$\Delta\alpha_2 = (\alpha = PS, i_{Ap.u.} = PS) \Rightarrow \Delta\alpha_2 = NM = 6^\circ$$

$$\Delta\alpha_3 = (\alpha = Z, i_{Ap.u.} = PM) \Rightarrow \Delta\alpha_3 = NB = 3^\circ$$

$$\Delta\alpha_4 = (\alpha = PS, i_{Ap.u.} = PM) \Rightarrow \Delta\alpha_4 = NB = 3^\circ$$

7. Nyt saadaan laskettua lopullinen kompensointikulman arvo seuraavasti:

$$\Delta\alpha = (0,30 \cdot 3 + 0,25 \cdot 6 + 0,70 \cdot 3 + 0,25 \cdot 3) / (0,30 + 0,25 + 0,70 + 0,25) = 3,5$$

Yksi sumean säädön vahvuus on siinä, että eri riippuvuuksien ilmaisemiseen tarvitaan melko vähän sääntöjä, ja näinollen muistin tarve on pienempi kuin perinteisillä muistiin

kirjatuilla taulukoilla. Lisäksi on huomattava, että sumea säätö sopeutuu suuntaajan resistanssin ja induktanssin vaihteluihin eikä tätä tarvitse siten huomioida erikseen.

5.5.4 Sumean logiikan sovellusalueet

Jos säädettävä järjestelmä on helppo mallintaa, eikä esim. parametrien muutoksia tapahdu, ovat perinteiset säätäjät (esim. PI, PID) tulevaisuudessakin varmasti kilpailukykyisiä ja tehokkaita sumeaa logiikkaan verrattuna. Sumean logiikan soveltamista voidaan harkita seuraavanlaisissa tapauksissa /Smith 1994/:

- Systeemin parametrien oletetaan muuttuvan.
- Vanhoja säätäjiä täytyy laajentaa.
- Järjestelmän tarkan matemaattisen mallin luominen on vaikeaa tai mahdotonta (esim. voimakkaasti epälineaarisen käyttäytymisen ansiosta).
- Anturien toiminta on epätarkkaa ja järjestelmässä on epätarkkoja mittauksia.
- Tiedonsiirron ja prosessorien kustannuksia halutaan vähentää.
- Halutaan toteuttaa hajautettuja ohjausjärjestelmiä.
- Järjestelmä vaatii adaptiivista säätäjää esimerkiksi ympäristön tai prosessin olosuhteiden muutoksiin.
- Järjestelmässä on useita syöttöarvoja, joiden vaatimukset ohjaukselle ovat ristiriitaisia.

5.5.5 Sumean logiikan ongelmat

Monista eduista huolimatta sumea logiikka ei ole yleistynyt kovin nopeasti. Yhtenä syynä ovat luonnollisesti vanhat tottumukset. Perinteisillä menetelmillä toteutetut säätäjät ovat helpompia toteuttaa, ja valmiita ohjelmia on helposti saatavissa. Säätö saadaan usein tehtyä tarkaksi ja systeemi mallinnettua niin hyvin, että sumeilla systeemeillä ei saavuteta mitään etuja; sumeaa säätöä käytetäänkin karkeasti sanoen silloin kun ei oikein tiedetä mitä prosessissa tapahtuu.

Sumean teorian selvä puute on säätöjärjestelmän luomiseen tarkoitettujen työkalujen ja testiohjelmien puute. Tällä alueella sumea säätö onkin huomattavasti perinteisiä säätömenetelmiä jäljessä. Yrityksen ja erehdyksen varassa toimiminen ei useinkaan ole tehokkainta suunniteltaessa oikeaa säätöalgoritmia. Suunnittelijalla voi esimerkiksi olla suuria vaikeuksia määritellä jäsenyysfunktioiden oikeaa muotoa ja päällekkäisyyttä toisten funktioiden kanssa. Oleellista olisi myös saada oikea jakoväli esitetyille arvoille ja mitattaville arvoille, jotta riittävä suorituskyky saavutettaisiin ilman kapasiteetin turhaa kuormitusta.

5.6 Johtopäätökset

Virtasäätäjän toteutukseen on olemassa useita vaihtoehtoja. Ideaalisimmillaan säätö saadaan toimimaan siten, että virran ohjearvon muutos toteutuu yhden virtapulssin aikana; nopeampaa vastetta ei 6-pulssisillalla voi saavuttaa. Teoriassa säätäjän toteuttaminen ei ole vaikeaa, sillä suuntaajan ja tasasähkökoneen yhdistelmän käyttäytyminen voidaan mallintaa tarkasti, kun myös syöttöverkko tunnetaan.

Ideaalisen virtasäädön toteuttaminen käytännössä on kuitenkin vaikeaa, sillä kaikkia tarvittavia parametrejä ei aina tunneta tarkasti (esimerkiksi koneen lämpenemisestä johtuva resistanssin muutos ja kyllästymisestä aiheutuva induktanssin muutos on vaikea huomioida). Vaikeutena on lisäksi säädön vaatima aika prosessorilta. Nykyisissä suuntaajissa prosessorilla on useita tehtäviä, ja virtasäädön tulisi toimia mahdollisimman nopeasti ja yksinkertaisesti. Ongelma voidaan ratkaista uusilla virtasäätäjän toteutustavoilla: sumealla logiikalla voidaan eliminoida parametrien muutosten vaikutuksia säätöön, ja samalla säätö saadaan toteutettua yksinkertaisesti. Uusilla ja tehokkaimmilla prosessoreilla säätö saadaan tarkemmaksi ja nopeammaksi, ja prosessori-aikaa jää enemmän myös muihin tehtäviin.

Käytännössä virtasäätäjän nopeuttaminen ei ole aina tarpeellista, eikä aina turvallistakaan. Useissa vaativissakin sovelluksissa virran vasteajaksi riittää 10 ms, mikä vastaa kolmea virtapulssia (50 Hz syöttöverkossa). Lisäksi joidenkin tasasähkökoneiden suurin sallittu virran nousunopeus nolasta nimelliseen on 5 ms. Uusia säätötekniikoita kehitettäessä ja uusia prosessoreita valittaessa suurin huomio tulisikin kiinnittää muihin tehtäviin jäävään prosessori-aikaan.

6 Suuntaajakytkentöjen vertailua

6.1 Yleistä

Teollisuuden tasasähkökoneita ohjataan yleisimmin edellisissä luvuissa tarkastellulla kolmivaiheisella 6-pulssisillalla. 6-pulssisillan käyttöön liittyy kuitenkin joitain haittapuolia: huono tehokerroin etenkin suurilla ohjauskulmilla (suuntaajan ohjausloisteho), suuret harmoniset virtayliaallot syöttöverkkoon ja tasajännitteen suurehko ripple-komponentti.

Toistaiseksi verkkokommutoivat sillat ovat olleet lyömättömiä tasasähkökoneiden ohjauksessa. Rangaistusmaksut loistehon kulutuksesta ja kiristyvät standardit yliaaltojen suhteen pakottavat kuitenkin etsimään uusia ratkaisuja tasasähkökoneiden ohjaukseen perinteisen 6-pulssisillan asemesta. Kun järjestelmän kustannuksiin lasketaan kondensaattorit ja suodattimien komponentit sekä näiden kaapituksesta aiheutuvat kulut yhdessä kasvaneen tilantarpeen kanssa, ei verkkokommutoiva ratkaisu enää vaikuta kovin houkuttelevalta. Samanaikaisesti nopeasti toimivien puolijohdekomponenttien hinta laskee ja suorituskyky nousee. GTO-tyristorit, tehotransistorit ja mosfet-transistorit tulevat tarjoamaan uusia ratkaisuja tasasähkökoneiden ohjaukseen. /Ooi et al. 1985/

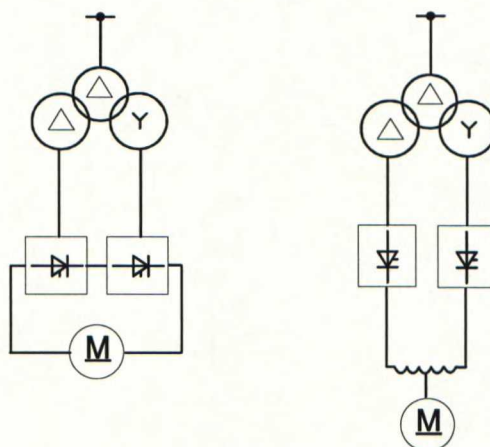
6.2 12-pulssinen tyristorisilta

6.2.1 Rakenne

Kuten 6-pulssisillan tarkastelussa on todettu, saadaan pulssilukua nostamalla suuntaajan yliaaltoja eliminoitua. Pulssiluvun kasvatuksella alennetaan sekä vaihtosähkö- että tasasähköpuolen harmonisia yliaaltoja, mutta kytkentä vaatii lisää komponentteja (= enemmän tyristoreita, monimutkaisempi syöttömuuntaja ja monimutkaisempi sytytyspiiri). 12-pulssisia tyristorisuuntaajia käytetäänkin nykyään tasajännitevoimansiirrossa (HVDC) ja suurissa tasasähkökäytöissä (tyypillisesti yli 1 000 kW), joissa lisääntyneet komponenttikustannukset ovat etuihin nähden pieniä.

12-pulssisuuntaajan kytkentä on helppo toteuttaa kahden 6-pulssisillan avulla esim. kuvan 6.1 mukaisesti. Sillat voidaan kytkeä sarjaan siten, että toisen sillan positiivinen kisko ja toisen negatiivinen yhdistetään. Siltoja syötetään kahdesta eri muuntajasta siten, että siltojen välille syntyy 30° vaihesiirto – samalla myös toisen sillan ohjauspulsseja on viivästettävä 30°. Toinen vaihtoehto on kytkeä sillat rinnan. Rinnankytkennässä suurimmaksi ongelmaksi muodostuu siltojen välisen kuristimen mitoittaminen (vrt. kuva 6.1). Kuristimen tarkoituksena on estää suuntaajien jännite-eroista aiheutuvan virran kulkeminen suuntaajien välillä, ja lisäksi kuristin vaikuttaa myös tasavirran aaltoisuuteen. Tasavirran yliaaltojen kannalta mahdollisimman suuri induktanssi olisi luonnollisesti

paras vaihtoehto, mutta tällöin säädön nopeus alenee ja siltojen välinen tasapaino on vaikeampi saavuttaa kuristimen mahdollisen kyllästymisen takia /Schlabach 1991/.



Kuva 6.1. 12-pulssinen suuntaaja sarjaankytkettynä (vas.) ja rinnankytkettynä (oik.)

6.2.2 Ohjaus

12-pulssisillan ohjaus on periaatteessa samanlainen kuin 6-pulssisillankin. Ohjaus on kuitenkin melko monimutkainen toteuttaa, sillä kahden 6-pulssisillan kytkemisestä toisiinsa aiheutuu joitain erityispiirteitä. Siltoja on tietyillä kytkennöillä mahdollista ohjata sekvenssiohjauksella esim. loistehon välttämiseksi, jolloin ohjaus muuttuu monimutkaisemmaksi. Lisäksi sytytyspiirejä on enemmän johtuen suuremmasta tyristorien lukumäärästä.

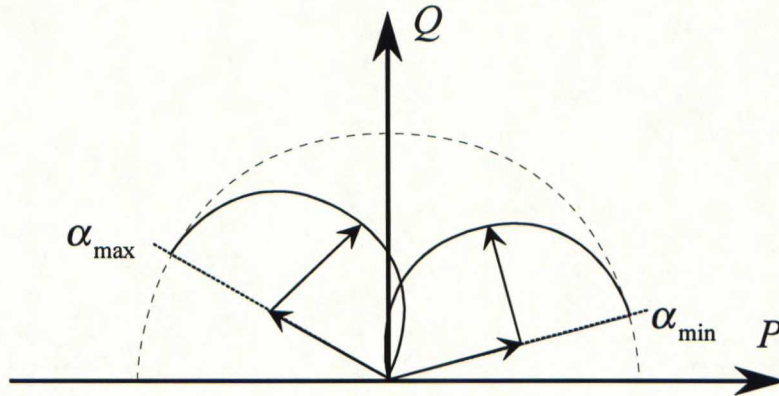
Oman vaikeutensa ohjaukseen tuo myös siltojen epäsymmetrinen toiminta, jolloin toinen silloista kuormittuu toista enemmän /April et al. 1985/. Siltojen epäsymmetria aiheutuu esim. epäideaalisuuksista syöttöverkossa ja muuntajan epäsymmetrisyydestä. Häiriöitä voi muodostua syöttöverkkoon esim. siihen kytketyistä 6-pulssisilloista.

Suuremman pulssiluvun ansiosta tasajännitteen aaltoisuus on vähäisempää kuin 6-pulssisillalla, ja aukottuva alue ei ole niin suuri kuin 6-pulssisillalla. Ohjaus aukottuvalla alueella on kuitenkin monimutkaisempi kuin 6-pulssisillalla, sillä aukottuva alue jakaantuu kahteen erilliseen osa-alueeseen: Alueessa 1 molempien siltojen virta on aukottuvaa samoin kuin koneen virta. Alueessa 2 koneen virta on jatkuvaa, vaikka virta aukottuukin molemmissa silloissa. Aukottuvan alueen raja riippuu ankkuripiirin induktanssin lisäksi siltoja rinnankytkennässä yhdistävän induktanssin suuruudesta. Tämä luonnollisesti vaikeuttaa säätöä. Aukottuvan alueen tarkastelu 12-pulssisillalla on esitetty tarkemmin lähteessä /Schlabach 1991/.

6.2.3 Tehokerroin

Sillan ohjauksesta aiheutuu ohjausloistehoa aivan kuten 6-pulssisillan tapauksessakin. Suuntaajia on kuitenkin mahdollista ohjata sekvenssiohjauksella siten, että toinen

silloista toimii koko ajan täydellä ohjauksella (α_{\min} tai α_{\max}), jolloin loistehon kulutus on vain yhden sillan kulutus. Ohjaus on suositeltavaa suurille ja raskaille käytöille, joissa suuria virtoja ja alhaisia jännitteitä käytetään pitkiä aikoja (esim. pitkä käynnistysaika) /Lasson 1993/. Suuntaajan loistehon kulutusta esittävät käyrät on kuvassa 6.2. Katkoviivalla on esitetty suuntaajan loistehon kulutus tavallisella ohjauksella, ja yhtenäisellä viivalla on esitetty loistehon kulutus toisen sillan toimiessa joko minimi- tai maksimiohjauksella.



Kuva 6.2. Epäsymmetrisesti ohjatun 12-pulssisillan loistehon kulutus /Lasson 1993/

6.2.4 Yliaallot

Harmoniset komponentit saadaan ratkaistua Fourier-sarjan avulla: vaihtosähköpuolella yliaallot ovat järjestysluvultaan $12k \pm 1$ ja tasasähköpuolella $12k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$). 12-pulssisillan yliaaltojen tehollisarvo on siis huomattavasti pienempi kuin 6-pulssisillalla, koska esim. 5. ja 7. yliaaltoa ei esiinny.

Karkeasti voidaan todeta virran yliaaltojen tehollisarvon olevan noin 50 % luokkaa verrattuna 6-pulssisillan verrattuna. Verkkovirran särö on kääntäen verrannollinen pulssilukuun, jolloin pulssiluvun kaksinkertaistaminen alentaa särön noin puoleen. Myös suuntaajan lähtöjännitteen yliaallot pienenevät. Yliaaltojen pienenemisestä johtuen jännitteen muotokerroin paranee ja särö pienenee /Mård 1992/. 6-pulssisillan verrattuna voidaan todeta tasavirran yliaaltojen suuruuden pienenevän noin 25 %. Yliaaltojen pienenemistä aiheuttaa myös rinnankytketyissä silloissa siltojen välillä oleva kuristin (jonka varsinaisena tarkoituksena on estää siltojen välinen virta) /Schlabach 1991/.

12-pulssinen suuntaaja vaatii syöttöön aina oman muuntajan (kahdella erillisellä toisiolla), ja tästä saadaan etua verkkohäiriöiden eliminointiin. Kuten aiemmin on todettu, aiheutuu kommutoinnista kaksivaiheinen oikosulku, ja verkkojännitteeseen syntyy "lovi" virran muutoksen ja induktanssin vaikutuksesta ($U = L \cdot di/dt$). Joskus tämä kommutoinnista aiheutuva jännitepudotus voi olla suuri (jännite voi hetkellisesti pudota lähelle nollaa), ja muiden laitteiden toiminta voi häiriintyä. Suuntaajan syöttömuuntaja kuitenkin lisää piirin induktanssia, ja tällöin jännitepudotus ei ole yhtä syvä vaikkakin aleneman kesto on pidempi (jännite-aika pinta-ala kasvaa).

6.2.5 Vertailu 6-pulssisiltaan

12-pulssisillan etuna voidaan mainita soveltuvuus suurille tehoille. Suuriin tehoihin ei päästä nykyisillä komponenteilla ilman rinnankytkentöjä, ja rinnankytkennöistä aiheutuu usein ongelmia. Vaihtoehto suurten tehojen tuottamiseen on kokonaisten siltojen kytkeminen rinnakkain.

Taulukko 6.1. 12-pulssisillan edut ja haitat 6-pulssisiltoihin nähden

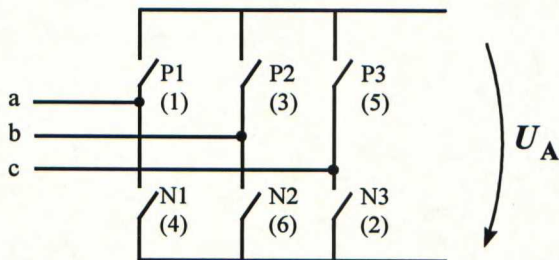
Edut	Haitat
<ul style="list-style-type: none">• alentunut särökerroin• pienentyneet yliaallot• parempi tehokerroin sekvenssiohjauksella• soveltuvuus suurille tehoille• monia kytkentävaihtoehtoja sovelluksesta riippuen	<ul style="list-style-type: none">• sillan rakenne kallis ja sisältää paljon komponentteja• monimutkainen ohjaus• suuntaajan syöttämiseen tarvittavien muuntajien kustannukset ovat suuret• mitoittaminen hankalaa ja standardoituja ratkaisuja vähän

6.3 GTO-silta

6.3.1 Rakenne

6-pulssisilta ja 12-pulssisilta toimivat vaihemoduloituina, jolloin jännitettä säädetään ohjauskulman viiveellä. Toinen tapa jännitteen säätöön on katkoa jännitettä pulsseihin, jolloin tasajännitteen suuruus riippuu pulssien pituudesta (tai leveydestä). Tätä ohjaustapaa kutsutaan yleisesti pulssinleveysmoduloinniksi (PWM, pulse width modulation).

Pulssinleveysmodulointiin kykenevä silta on ideaalikytkimillä toteutettuna kuvan 6.3 mukainen. Silta sisältää kuusi täysin ohjattavaa kytkintä. Kytkennän oikealla ohjaustekniikalla saavutetaan täysin ideaalinen toiminta (jos moduloinnista aiheutuvia harmonisia komponentteja suurilla taajuuksilla ei huomioida): lähes sinimuotoiset vaihevirrrat ja tasainen lähtöjännite kaikissa virta–jännite -kuvaajan neljänneksissä. Lisäksi tehokerrointa voidaan säätää halutulla tavalla /Malesani et al. 1987/. Mikäli silta on varustettu vain yksisuuntaisin kytkimin (virta voi kulkea vain yhteen suuntaan), on toiminta mahdollista vain kahdessa kvadrantissa. Nelikvadranttinen toiminta vaatii siten kaksi siltaa vastarinnan kytkettyinä.

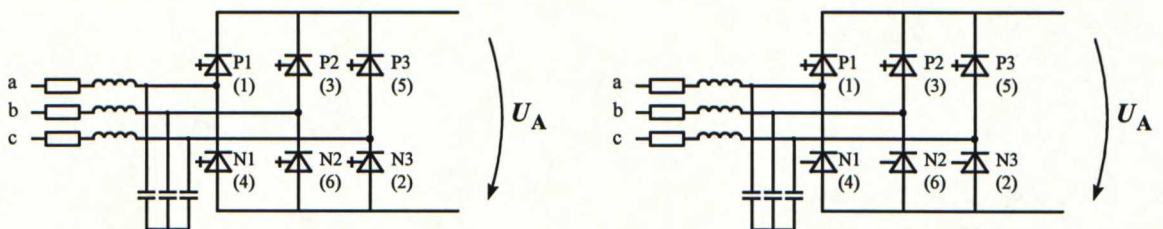


Kuva 6.3. Tasasuuntaaja ideaalisilla täysin ohjattavilla kytkimillä

Suuntaaja on käytännössä helpointa toteuttaa GTO-tyristoreilla (gate turn off thyristor). GTO-tyristori alkaa johtaa vasta hilalle (gate) annetun sytytyspulssein jälkeen aivan kuten tavallinen tyristorikin. GTO:n etuna tavallisiin tyristoreihin nähden on kuitenkin kyky katkaista virta hilalta annetun pulssin avulla, jolloin suuntaajaa voidaan ohjata paljon monipuolisemmin kuin tyristoreilla toteutettua siltaa. Komponentti kehittää kommutointiin tarvitsemansa jännitteen itse, ja tästä käytetään termiä itsekommutointi. Tavallinen tyristori vaatii monimutkaisen kommutointipiirin sammuakseen muulloin kuin luonnollisen kommutointijännitteen pakottaessa virran nollaan. Kommutointipiiri lisää suunnittelutarvetta ja kustannuksia heikentäen samalla luotettavuutta.

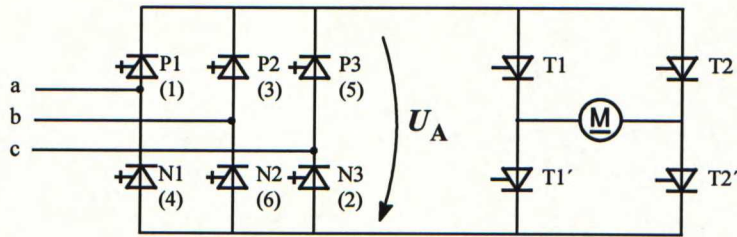
Myös transistoreilla on sama ohjattavuus kuin GTO:lla, mutta toistaiseksi GTO:n etuna on paljon suurempi virta- ja jännitekestoisuus. Transistoreiden etuna on puolestaan suurempi toimintataajuus; transistoreita voidaan ohjata kiinni ja auki paljon GTO:ta nopeammin.

Käytännön suuntaaja, joka soveltuu suuritehoisiin sovelluksiin, voidaan toteuttaa joko kolmella tai kuudella GTO-tyristorilla (kuva 6.4). Kolmella GTO:lla toteutetun sillan hinta on luonnollisesti halvempi, mutta yliaaltojen eliminointikyky huonompi. Joka tapauksessa harmonisten eliminointikyky on parempi kuin perinteisellä 6-pulssisillalla /Inaba et al. 1985/. Kolme GTO-tyristoria on sijoitettu positiivisen jännitteen valitsijoiksi, ja negatiivisella puolella sijaitsevat tavalliset tyristorit (kolme kappaletta). Lisäksi jokaisen tyristorin kanssa rinnan kytkettynä on RC-suoja estämässä kytkentärasituksia ja vähentämässä kytkimen häviöitä. RC-suojia ei ole piirretty kuvaan. Kytkimien lisäksi piiri sisältää kolme kapasitanssia syöttövaiheiden välissä suodattamaan syöttöjännitettä.



Kuva 6.4. GTO-silta toteutettuna kuudella (vas.) tai kolmella (oik.) GTO-tyristorilla

Kaikissa virta-jännite -kuvaajan neljänneksissä toimiakseen on suuntaaja muodostettava kahdesta vastarinnan kytketystä sillasta. Halvemman vaihtoehdon tarjoaa kuitenkin ratkaisu, jossa on vain yksi GTO-silta ja neljällä tyristorilla muodostettu suunnanvaihtokytkin kuvan 6.5 mukaisesti. Kytkennästä tosin aiheutuu lisähäviöitä ja alempi hyötysuhde, koska ankkuripiirissä on jatkuvasti kaksi lisäkomponenttia. Suunnanvaihtokytkin muodostuu neljästä komponentista ($T1$, $T1'$, $T2$, $T2'$), ja sen toiminta on seuraava: tyristoriparille $T1$, $T2'$ annetaan jatkuvasti sytytyspulsseja virran ollessa positiivinen, ja tyristoriparille $T2$, $T1'$ annetaan sytytyspulsseja virran ollessa negatiivinen. Suunnanvaihtokytkimeltä vaaditaan kolmen tyyppistä toimintaa nopeuden muutoksissa: 1. nopeuden kasvatus samassa neljänneksessä, 2. pyörimissuunnan muutos ja 3. nopeuden alentaminen samassa neljänneksessä. Ensimmäisessä tapauksessa ei suunnanvaihtokytkimen toimintaa tarvita, mutta tapauksissa 2 ja 3 virran suunta muuttuu ja suunnanvaihtokytkimen täytyy toimia. /Khan et al. 1993/



Kuva 6.5. Suunnanvaihtokytkimellä toteutettu nelikvadranttinen suuntaaja

Pyörimissuunnan muuttuessa (moottorina) täytyy virran suunnan muuttua. Ensin suuntaajan jännite pakotetaan moottorin sähkömotorista voimaa pienemmäksi, ja kun virran nollakohta havaitaan, lopetetaan pulssien antaminen tyristorille T1 ja T2'. Ennenkuin tyristoriparille T2, T1' aletaan antaa sytytyspulsseja täytyy odottaa ns. kuollut aika, jolloin edellisen tyristoriparin myötäjännitteen estokyky on saavutettu. Jotta nopea toiminta olisi mahdollista, on nollavirran havainti tapahduttava tarkasti ja luotettavasti. Lisäksi ennenkuin tyristorit T2 ja T1' sytytetään, on tasasuuntaajaa ohjattava siten, että lähtöjännite on sama kuin moottorin smv. Kun tyristorit T2 ja T1' on sytytetty, jarruttaa kone nopeasti pysähdyksiin ja alkaa kiihtyä vastakkaiseen suuntaan kunnes haluttu nopeus on saavutettu. Nopeuden hidastaminen samassa neljänneksessä tapahtuu samankaltaisesti. Tällöin suunnanvaihtokytkintä käytetään kahdesti: Jarrutuksessa virran suunnan on muututtava ja kytkimen siis "käännyttävä". Kun haluttu nopeus on saavutettu, virta kulkee taas kuormaan päin. /Khan et al. 1993/

6.3.2 Ohjaus

GTO-sillan ohjaustapoja on monia: siltaa voidaan ohjata joko vaihesiirron avulla (kuten tavallista tyristorisiltaa) tai pulssinleveysmoduloinnilla. Lisäksi on mahdollista yhdistää molemmat ohjaustavat: pulssinleveyssäätö suurille jännitteille ja vaihesiirtosäätö pienille jännitteille. Tällöin sekä hyvä tehokerroin että hyvä jännitteen säädön dynamiikka saavutetaan koko jännitealueella. Lähtöjännitettä ohjataan vaihtelemalla pulssien leveyttä sekä positiivisella että negatiivisella puolella. GTO-tyristorien sytytys ja sammutus ei tapahdu äärettömän nopeasti, ja pulssinleveys on rajoitettu tiettyyn minimiarvoon. Tästä aiheutuu minimijännite, joka PWM-ohjauksella on mahdollista saavuttaa. Jotta jännitettä voitaisiin säädellä myös positiivisen ja negatiivisen minimin välillä, on suuntaajaa ohjattava verkkokommutoivan sillan tapaan vaihesiirrolla tällä alueella.

Pulssinleveysmodulointiin on useita vaihtoehtoja: pulssit voidaan muodostaa esim. saman pituisista osista (EPWM = equal pulse width modulation) tai sinimuotoisella moduloinnilla (SPWM = sinusoidal pulse width modulation). Lisäksi pulssien määrää voidaan muuttaa. Doradlan /1985b/ mukaan sinimuotoinen modulointi olisi paras ajatellen syöttöverkon virran käyrämuotoja ja harmonisia komponentteja.

Säätöpiiri on monimutkaisempi kuin tavanomaisessa 6-pulssisillassa, sillä se sisältää kaksi säätäjää, joista toinen on pulssinleveyden säätöpiiri ja toinen on vaihesiirron säätöpiiri (säädetään ohjauskulmaa). Pulssinleveyssäätöä käytetään kun ohjaussignaali on suuri ja vaihe-ero pidetään lähellä maksimia tai minimiä. Tällä alueella verkkovirta on samassa vaiheessa verkkojännitteen kanssa, joten tehokerroin on maksimiarvossaan

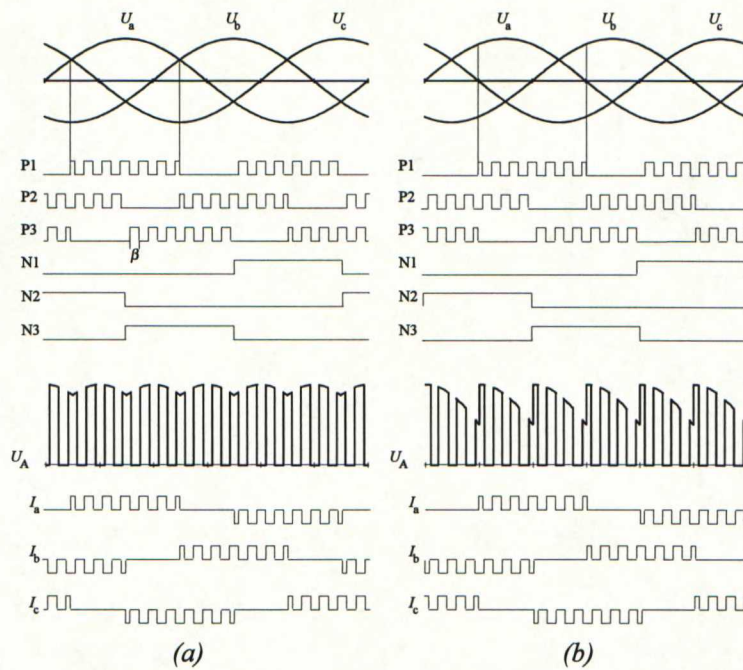
(lähes yksi). Minimipulssinleveydestä johtuen ei pulssinleveyssäädöllä saatu minimijännite voi saavuttaa nollaa. Tällöin otetaan käyttöön vaihe-eron säätöalue ja pulssinleveyttä pidetään minimissään. Tällä alueella tehokerroin ei siis voi olla maksimissaan, mutta siitä ei aiheudu suurta haittaa, sillä alueen osuus koko säätöalueesta on hyvin pieni /Inaba et al. 1985/. Ohjaussignaali muodostetaan samoin kuin verkkokommutoivilla suuntaajilla virran ohjearvon ja oloarvon poikkeaman mukaisesti, ja pulssinleveys kasvaa suhteessa ohjaussignaaliin.

Pulssinleveyden säätöalue riippuu GTO:n ominaisuuksista. Katkontataajuus ($f_c = 1/T_c$) voi olla esim. 1 kHz ja pulssinleveys 50...800 μs (T_{ONmin}). Minimipulssinleveyden täytyy olla suhteessa suuntaajan katkontataajuuteen, joka ei siten saa olla liian suuri. Suhteen T_{ONmin}/T_c täytyy olla paljon pienempi kuin yksi. Jos komponenttien sammumis-aikaa voidaan lyhentää, niin vaihe-eron säätöalue muuttuu yhä lyhyemmäksi.

Kytkimien ohjaukseen voidaan soveltaa useita PWM-tekniikoita kuten edellä on todettu. Tavoitteena on tietenkin mahdollisimman ideaalinen toiminta yksinkertaisilla menetelmillä. Seuraavaksi esitellään 7-pulssinen modulointitekniikka, joka on suoritusarvoiltaan melko hyvä ja silti yksinkertainen toteuttaa /Biswas et al. 1987/.

Suuntaajan toiminta ilman vaihesiirtoa eli perusaallon tehokertoimella yksi on esitetty kuvassa 6.6(a). Verkkovirta muodostuu parittomasta määrästä pulsseja 120° matkalla puolisaallon aikana. Jotta harmonisia virtayliaaltoja voitaisiin eliminoida, ovat reunimaiset pulssit leveydeltään vain puolet muista pulsseista, joiden leveys on sama. Suuntaaja toimii siten, että vain positiivisen puolen kytkimet toimivat pulssinleveysmoduloina (= epäsymmetrinen ohjaus). Negatiivisen puolen tyristorit johtavat koko 120° jakson, ja ilman vaihesiirtoa toimittaessa niiden sytytys tapahtuu siis luonnollisessa sytytyskohdassa. Ylemmät GTO-tyristorit johtavat siis vain useita (= 7) lyhyitä pulsseja 120° matkalta. Kun tyristori ei johda, täytyy toisen ylähaaran GTO:n olla johtavassa tilassa, jotta virta pääsee kulkemaan. Tällöin kaksi saman haaran tyristoria johtaa tarjoten virralle vapaan kulun. Samalla täytetään kytkinsuuntauksen perusaksiooma: älä avaa virtalähdettä /Mård 1992/. Tästä johtuen jokaisen ylähaaran GTO:n täytyy toimia myös negatiivisen puolijakson aikana kuvan 6.6 mukaisesti. Lisäksi virran kulkiessa yhden komponentin läpi missä tahansa haarassa, on muiden saman puoliskon kytkimien virran oltava nolla (joko positiivinen tai negatiivinen puoli).

Koska kaikki suuntaajan kytkimet ovat ohjattavissa, voi suuntaaja toimia myös vaihesiirrolla. Tällöin koko pulssikuvio siirtyy syöttöjännitteeseen nähden ohjauksellaman α verran myöhemmäksi. Samalla säilytetään kuitenkin myös pulssinleveyssäätö kuvan 6.6(b) mukaisesti, ja virran pulssikuvio ei muutu. Näin suuntaajalla saadaan helposti säädeltä virran ja jännitteen välistä vaihe-eroa. Koska kytkennässä käytetään GTO-tyrstoreita ja kulmaa voidaan säätää, saavutetaan tehokertoimen täydellinen ohjaus välillä $-1...+1$. Suuntaajan lähtöjännitettä ja tehokerrointa voidaan siis säädellä vapaasti toisistaan riippumatta, mikä mahdollistaa suuntaajan erittäin joustavan käytön eri tarpeiden mukaan.



Kuva 6.6. Suuntaajan ohjaus seitsemän pulssin pulssinleveysmoduloinnilla (a) ja sekä pulssinleveys- että vaihemoduloinnilla (b)

Suuntaajan toiminta kaikissa virta- ja jännitetason neljänneksissä on helpoimmin toteutettavissa kahdella vastarinnan kytketyllä sillalla. Vastarinnan kytketyillä silloilla ohjaus on mahdollista toteuttaa joko kiertovirrallisena (molemmat sillat toimivat saman aikaisesti) tai kiertovirrattomana (vain toinen silta kerrallaan toimii). Kiertovirrallisessa ohjauksessa etuna on virran jatkuva kulku, mutta haittana on tyristorien ylimääräinen rasitus. Lisäksi siltojen väliin tarvitaan kuristin virran rajoittamiseksi.

Kiertovirrattomassa systeemissä sillanvaihdon yhteydessä kuormavirta menee nolleen ja ohjauspulssit molemmilta silloilta on estetty hetkeksi (= kuollut aika). Tämä vaikuttaa järjestelmän dynaamiseen toimintaan. Virran suunnanvaihto kulkee aina aukottuvan alueen kautta, mikä osaltaan vaikeuttaa suuntaajan ohjausta. Kuten aiemmissa luvuissa on todettu, virta aukottuu kun kuormamomentti on pieni ja nopeus on suuri. Kiertovirrallisessa suuntaajassa virta on jatkuvaa kaikissa tiloissa, ja virran suunnanvaihto onnistuu luonnollisesti. Tämä parantaa suuntaajan dynaamisia ominaisuuksia, koska kuollutta aikaa ei esiinny. Suurissa käytöissä kiertovirta aiheuttaa huomattavia lisäkustannuksia, ja tästä syystä teollisuudessa esiintyvät suuntaajat ovat kiertovirrattomia.

Verkkokommutoivassa kiertovirrallisessa systeemissä ei hetkellistä jännitettä siltojen välillä saada samaksi, ja siltojen välillä kulkee kiertovirta. Itsekommutoivissa suuntaajissa voidaan hetkittäinen jännite siltojen välillä saada samaksi oikeanlaisella pulssikuviolla. Tällöin kiertovirtaa ei esiinny. Samalla suuntaajalle saadaan molempien ohjaustapojen (kiertovirrallinen ja -virraton) edut. Mikäli toiminta kaikissa neljänneksissä on saavutettu kahdella vastarinnan kytketyllä sillalla, on tyristorien ohjaaminen tapahtuttava siten, että siltojen välillä ei esiinny kiertovirtoja jotka lisäävät komponenttien rasituksia. Kytkimiä voidaan ohjata siten, että kaikkien kytkimien ohjaus on samanlainen (symmetrinen ohjaus). Ankkuripiiriin virta voi kääntyä milloin tahansa molempien siltojen toimiessa yhtäaikaan, ja aukottuvaa virtaa ei esiinny. Kun koneen virta on suuri

vain toinen silloista toimii. Kun virta laskee, toinen silta estää aukottuvan virran muodostumisen johtamalla silloin, kun virran suunta muuttuu /Khan et al. 1991/.

Jopa epäsymmetrisellä ohjauksella (kiertovirrattomassa systeemissä) saadaan suuntaajan virta lähes koko ajan jatkuvaksi, koska virrassa ei esiinny suurta aaltoilua. Jatkuvan virran alue on huomattavasti laajempi kuin verkkokommutoivilla silloilla ilman tasavirtapiiriin lisättyjä tasoituskuristimia. Tällöin ei virran aukottuvuudesta aiheutuvaa ongelmaa esiinny säätöpiirejä suunniteltaessa. Tämä on tärkeä ominaisuus erityisesti tasasähkökoneille, joiden induktanssi on pieni. Koska virta on enimmäkseen jatkuvaa, on virran aaltoilu vähäistä ja virran huiput pieniä. Koska ripple-komponentti on pienempi, ovat ankkuripiirin kuparihäviöt pienemmät ja systeemin hyötysuhde paranee. Jännitteen huippuarvojen pienenemisellä on merkittävä vaikutus myös koneen kommutointiin ja tyristorien mitoitukseen. /Doradla et al. 1985b/

PWM-tekniikalla saadaan tavallista verkkokommutoivaa tyristorisiltaa parempi dynaaminen suorituskky. Suuntaajan lähtö muodostuu useista pulseista puolijakson aikana, ja ohjaussignaaliin reagointi on nopea. Koska virran muutokset ovat nopeita, on suuntaajan nopeusvaste myös erinomainen. Säättömenetelmien tavoitteena olisi saavuttaa nopea dynaaminen toiminta, hyvä kytkentämalli sekä mahdollisimman yksinkertainen piiri. Säättö voidaan toteuttaa perinteisesti virta- ja nopeussäädön kaskadisäädöllä.

6.3.3 Tehokerroin

Kuten edellä on todettu, saadaan PWM-moduloinnilla säädettyä tehokertoimen arvoa halutulla tavalla. Kun ohjaustekniikka sisältää sekä vaihekulman säädön että pulssinleveyssäädön, voidaan suuntaajalla ohjata lähtöjännitettä ja perusaallon tehokerrointa mielivaltaisesti toisistaan riippumatta. Edellisen luvun mukaisesti seitsemällä pulssilla toteutetulla EPWM-ohjauksella syöttövirran tehollisarvoksi saadaan /Biswas et al. 1987/:

$$I_{rms} \approx I_A \cdot \sqrt{\frac{6\beta}{\pi}} \quad 0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{9} \quad (\beta \text{ on pulssin leveys radiaaneina}) \quad (6.1)$$

Syöttövirran perusaaltosisältö lasketaan yhtälöstä I_{rms1}/I_{rms} , missä I_{rms1} on perusaallon tehollisarvo. Kun suuntaajaa ohjataan pelkästään pulssinleveysmoduloinnilla, on perusaallon tehokerroin aina yksi. Tällöin suuntaajan tehokerroin on siis sama kuin perusaaltosisältö kuvan 6.7 mukaisesti, koska tehokerroin = perusaaltosisältö/perusaallon tehokerroin. Sekä perusaallon tehokerroin että tehokerroin ovat merkittävästi paremmat kuin verkkokommutoivassa tasasuuntaajassa, jossa perusaallon tehokerroin on verrannollinen tasajännitteeseen.

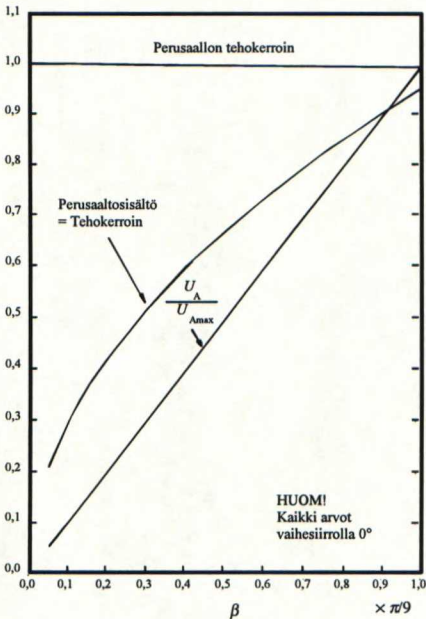
Suuntaajan lähtöjännitettä säädetään pulssin leveydellä β yhtälön (6.2) mukaisesti. Kuvasta 6.7 nähdään jännitteen olevan lähes lineaarisesti riippuvainen pulssinleveydestä β .

$$U_A = \frac{12\sqrt{2}}{\pi} V_p \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\beta}{4}\right) + 2 \cos\left(\frac{\pi}{18}\right) \cos\left(\frac{\beta}{4}\right) \right] \sin\left(\frac{\beta}{4}\right) \quad (6.2)$$

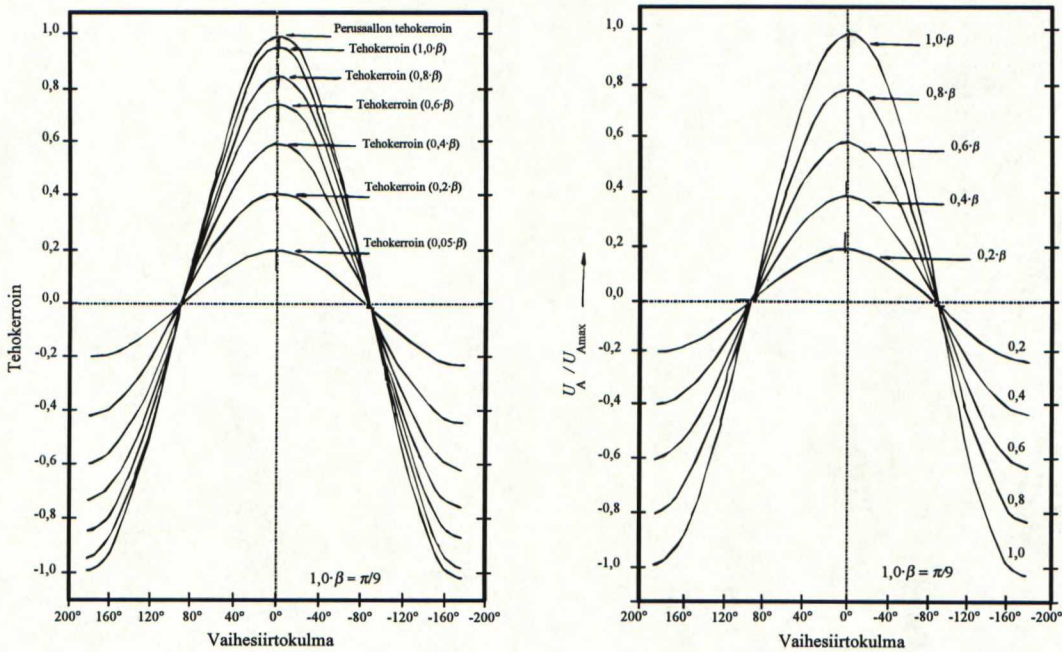
Yhtälö (6.1) säilyy muuttumattomana myös vaihesiirrolla ohjatessa, sillä virran aaltomuoto ei muutu mitenkään ohjauskulman muuttuessa. Perusaallon tehokertoimeksi saadaan nyt kuitenkin ohjauskulman kosini, sillä virran ja jännitteen välille syntyy vaihe-ero; tehokerroin = perusaaltosisältö $\cdot \cos\alpha$. Tehokerroin on siis kaikilla ohjauskulman

α ja pulssin leveyden β arvoilla verrannollinen ohjauskulman kosiniin kuvan 6.8 mukaisesti. Suuntaajan lähtöjännite saadaan tällöin kertomalla yhtälö (6.2) termillä $\cos\alpha$:

$$U_A = \frac{12\sqrt{2}}{\pi} V_p \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\beta}{4}\right) + 2 \cos\left(\frac{\pi}{18}\right) \cos\left(\frac{\beta}{4}\right) \right] \sin\left(\frac{\beta}{4}\right) \cos\alpha \tag{6.3}$$



Kuva 6.7. Suuntaajan toiminta ilman vaihemodulointia /Biswas et al. 1987/



Kuva 6.8. Suuntaajan tehokerroin (vas.) ja lähtöjännite (oik.) sekä vaihe- että pulssinleveysmoduloinnilla /Biswas et al. 1987/

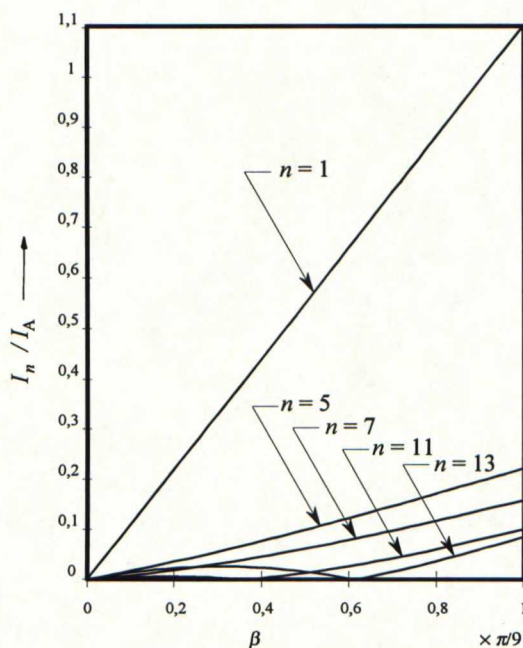
6.3.4 Yliaallot

Vaihevirtojen käyrämuoto on muodostunut kuvan 6.6 mukaisesti seitsemästä pulssista. Viisi keskimmäistä pulssia on leveydeltään saman levyisiä (β) ja niiden keskipisteet sijaitsevat radiaaneissa ilmoitettuna kohdissa $5\pi/18$, $7\pi/18$, $9\pi/18$, $11\pi/18$ ja $13\pi/18$. Reunimmaiseta pulssit (leveydeltään $\beta/2$) sijaitsevat välillä $(\pi/6) \dots (\pi/6 + \beta/2)$ ja $(5\pi/6 - \beta/2) \dots (5\pi/6)$. Tällöin Fourier-sarjan avulla saadaan kyseiselle pulssikuviolle virtayliaallotien amplitudit seuraavasti tasavirran I_A funktiona /Biswas et al. 1987/:

$$I_n = \frac{16}{n\pi} I_A \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \left[2 \cos\left(\frac{n\pi}{18}\right) \cos\left(\frac{n\beta}{4}\right) + \cos\left(\frac{n\pi}{6} - \frac{n\beta}{4}\right) \right] \sin\left(\frac{n\beta}{4}\right) \quad (6.4)$$

missä β on pulssin leveys ($0 < \beta < \pi/9$).

On selvää, että kaikki parilliset yliaallot poistuvat aaltomuodon symmetrian takia, ja samoin poistuvat kolmella jaolliset yliaallot /Biswas et al. 1987/. Perusaalto ja yliaallot on esitetty kuvassa 6.9 eri pulssinleveyden β arvoilla.



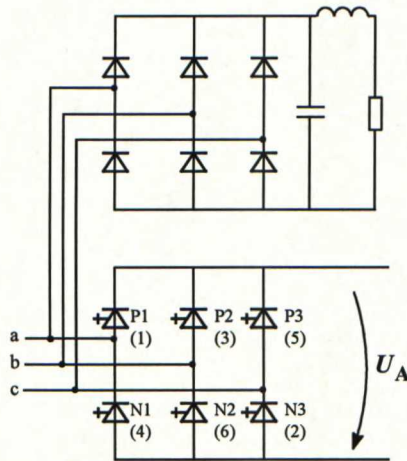
Kuva 6.9. Syöttövirran eri komponentit (yhtälöstä 6.4) /Biswas et al. 1987/

PWM-tekniikalla voidaan toteuttaa hyvin monenlaisia pulssikuvioita. Uusien PWM-tekniikoiden käyttö mahdollistaa alimpien harmonisten eliminoinnin syöttövirrasta ilman suurta kytkentätaajuutta. EPWM-menetelmällä voidaan pulssien leveydet valita siten, että esim. 5. ja 7. yliaalto saadaan pienennettyä huomattavasti. Esim. kuudella oikein valitulla pulssin leveydellä saadaan valinnaisesti joko 5. tai 7. yliaalto eliminoidua täysin. On kuitenkin viisaampaa valita pulssien leveydet siten, että optimitulos molempien yliaaltojen suhteen saavutetaan. /Kataoka et al. 1985/

Suuntaajan ohjaus voidaan toteuttaa myös muuttamalla kytkentätaajuutta, mutta seurauksena ovat vaihtelevilla taajuuksilla esiintyvät yliaallot, joiden suodattaminen on

hankalaa. Suodatin suuntaajan syötössä on tarpeen, jotta induktansseista aiheutuvat yliaallot voitaisiin eliminoida. Yliaaltotaajuudet on helppo suodattaa, mikäli taajuus on lähellä suodattimen resonanssitaajuutta. Tästä syystä moduloinnin olisi syytä tapahtua vain tietyllä kiinteällä taajuudella siten, että vain pulssien leveyttä (ei lukumäärää) säädetään. Jos pulssien leveydet valitaan sinimuotoisesti, saadaan harmonisia siirrettyä suuremmille taajuuksille, ja näin niiden suodattaminen on helpompaa ja halvempaa pienemmillä suodatinkomponenteilla.

Verkon induktansseista johtuen suuntaaja aiheuttaa jännitepiikkejä, kun GTO katkaisee virran. Nämä ylijännitteet on helppo suodattaa pois erillisellä suotopiirillä kuvan 6.10 mukaisesti /Kataoka et al. 1985/. Jännitepiikit, jotka aiheutuvat verkon induktansseissa, kulkevat diodisillan kautta kondensaattoriin. Kondensaattoriin varastoitunut energia kulutetaan piirin vastuksessa. Toinen mahdollisuus on lisätä kolme kondensaattoria syöttävän verkon vaiheisiin kuvan 6.4 mukaisesti. Nämä kondensaattorit yhdessä verkon induktanssin kanssa toimivat suodattimena syöttöverkon harmonisille virtayliaalloille /Pierre et al. 1993/.



Kuva 6.10. Suuntaaja varustettuna suotopiirillä jännitepiikkien poistamiseksi

6.3.5 Jännitteenalenema

Verkkokommutoivan 6-pulssisillan lähtöjännite laskee virran kasvaessa, sillä kommutointiaika kasvaa. Myös GTO-tyristoreiden toiminnasta aiheutuu jännitteeseen alenema, mikä osaltaan vaikuttaa suuntaajan lähtöjännitteen ohjaukseen /Kataoka et al. 1985/.

Jos verkossa on induktanssi L_v , aiheuttavat virtapulssit sen yli jännitepiikkejä. Jännitepiikki, joka syntyy jokaisen virtapulssin alussa, aiheuttaa suuntaajan lähtöjännitteen alenemisen. Alenema aiheutuu siitä, että virta ei voi muuttua äärettömän nopeasti induktanssin yli. Kun esimerkiksi a-vaiheen pitäisi alkaa johtaa, aiheutuu tästä jännitteen alenema $u = L_v \cdot di/dt$ induktanssin yli, ja tämä aiheuttaa aleneman lähtöjännitteeseen. Kyseinen jännitealenema aiheutuu P (P = pulssien lukumäärä puolijakson aikana) kertaa puolijakson aikana. Näin saadaan keskimääräiseksi jännitealenemaksi P kertaa suurempi kuin 6-pulssisillalla (vrt. luku 2) /Kataoka et al. 1985/.

$$\Delta U = \frac{3P}{\pi} \omega L_v I_A \quad (6.5)$$

6.3.6 Vertailu 6-pulssisiltaan

Pulssinleveysmoduloinnilla ohjattu silta mahdollistaa paremmat suoritusarvot kuin perinteinen 6-pulssisilta. Tehokerroin paranee, syöttöpiirin harmoniset virtayliaallot pienenevät ja lähtöjännitteen aaltoisuus pienenee. Näiden seurauksena loistehon kompensointitarve pienenee ja suodattimien tarve sekä vaihtosähkö- että tasasähköpuolella vähenee. /Malesani et al. 1987/

GTO-tyristoreilla toteutetulla suuntaajalla saadaan silta kommutoimaan milloin tahansa. Tämän johdosta saadaan perusaallon tehokertoimeksi yksi (kun sytytys tapahtuu symmetrisesti syöttöjännitteen huipun mukaan). Suuntaajalla voidaan yhdistää sekä pulssinleveysmodulointi että vaihemodulointi siten, että lähtöjännitettä ja perusaallon tehokerrointa voidaan erikseen säätää. Modulointitekniikka toimii GTO-tyristoreilla koko 360° alueella, jolloin tehokertoimen asettelu on mahdollista siten, että silta voi joko kuluttaa tai tuottaa loistehoa toimien täten loistehon kompensattorina muille laitteille /Ooi et al. 1985/.

Kun pulsseja käytetään paljon yhden syöttöjännitteen jakson aikana, saadaan tasavirran aaltoisuutta pienennettyä huomattavasti. Oikealla pulssikuviolla saadaan syöttövirran harmoniset yliaallot siirrettyä suuremmille taajuuksille. Koska tasavirran aaltoisuus on pieni, ei tasoituskuristinta tarvita.

Taulukko 6.2. GTO-sillan edut ja haitat 6-pulssisiltaan nähden

<i>Edut</i>	<i>Haitat</i>
<ul style="list-style-type: none"> • pienentyneet yliaallot • tehokertoimen säätökyky • sammutuskyky ilman kommutointipiirejä • paremmat säätöominaisuudet johtuen suuremmasta kytkentätaajuudesta • pienempi näennäisteho (parannus on sitä isompi mitä pienempi on jännite) ⇒ edullisempi syöttömuuntajan mitoitus 	<ul style="list-style-type: none"> • sillan rakenne sisältää kalliita komponentteja • monimutkainen ohjaus • standardoituja ratkaisuja vähän • suurempi jännitteenalenema • suuremmat kytkentähäviöt

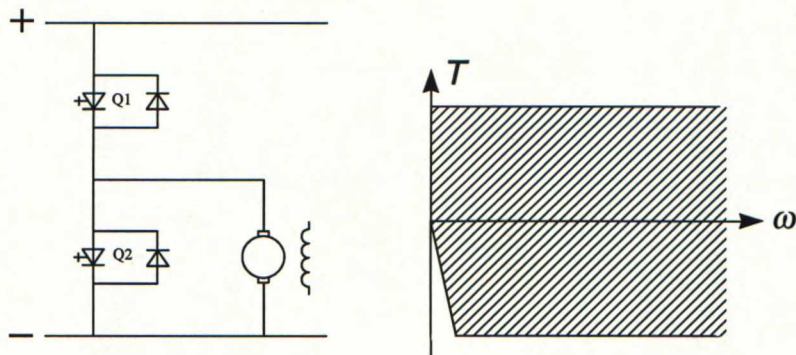
6.4 Katkojakäytöt

6.4.1 Katkojan tehoasteen rakenne

Katkojan rakenne on helposti toteutettavissa muokkaamalla vaihtosuuntaajan tehoastetta. Tällöin kolmivaiheverkosta tasasuuntaamalla (esim. diodisillalla) saadaan katkojalle syöttöjännite. Lähtöjännitteen suuruutta saadaan säädettyä katkomalla syöttöjänni-

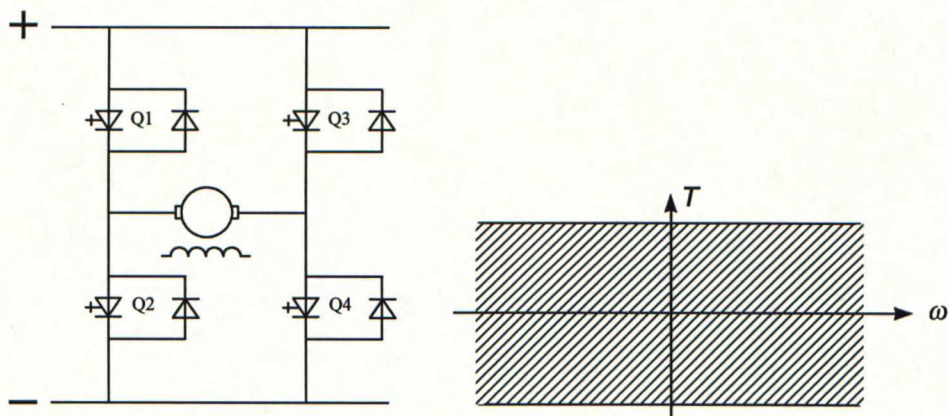
tettä (= tasajännite). Tarkastellaan kahta rakennevaihtoehtoa ankkuripiirin ohjaamiseen käyttötarkoituksesta riippuen.

Kuvassa 6.11 on esitetty yksinkertainen kytkentä. Moottorivirta kulkee haaran Q1 ohjattavan puolijohteen tai haaran Q2 nolladiodin kautta. Generaattorivirta kulkee haaran Q2 ohjattavan puolijohteen tai haaran Q1 nolladiodin kautta. Generaattorivirta syntyy, kun moottorin jännite oikosuljetaan haaran Q2 kautta. Generaattorivirtaa ei siis voi esiintyä kun moottori on pysähdyksissä eli sen jännite on nolla. Yksinkertaista kytkentää voidaan käyttää kaikissa yksisuuntaisissa käytöissä, joissa jarruttavaa momenttia ei tarvita pysähdyksissä. Mikäli kaksisuuntaista toimintaa tarvitaan, on suunnanvaihto toteutettava kentänkäännöllä.



Kuva 6.11. Yksinkertainen kytkentä

Kuvassa 6.12 on esitetty yleiskäyttöinen siltakytkentä. Kytkentään tarvitaan neljä ohjattua tehopuolijohdetta, joten tehoasteen hinta kaksinkertaistuu verrattuna kuvan 6.12 yksinkertaiseen kytkentään. Kytkennän etuna on kuitenkin täydellinen ohjattavuus: täysi momentti saadaan kaikissa virta-jännite -tason neljänneksissä.



Kuva 6.12. Kaikissa neljänneksissä toimivan katkojan kytkentä

Kuvissa 6.11 ja 6.12 ei ole esitetty kaikkia tehoasteen komponentteja. Esimerkiksi kuvaan piirrettyjen GTO-tyristorien rinnalle on kytkettävä RC-suojat. RC-suojien

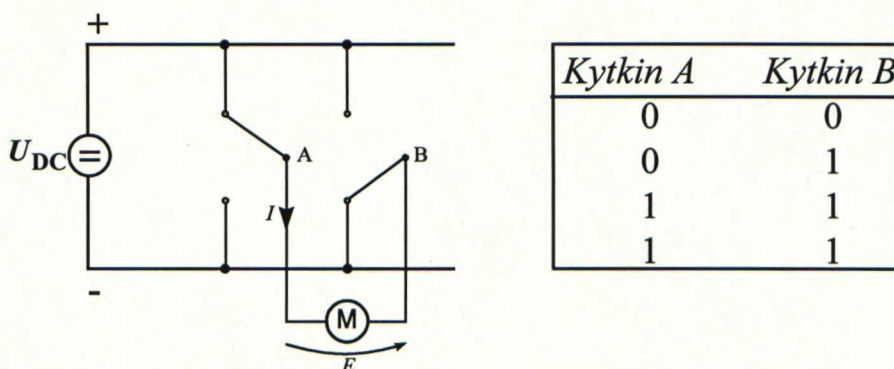
tehtävänä on rajoittaa jännitteen nousunopeutta. Jännitteen nousunopeutta rajoittamalla saadaan komponentin sammussa tapahtuvia haviöitä pienennettyä, ja komponentin ylikuumentuminen voidaan estää. Lisäksi suojalla saadaan eliminointia pakkokommutoivissa kytkennöissä (= erillisellä kommutointipiirillä varustetut kytkennät) tyristorin rinnalle kytketyn diodin sammussa syntyvä takavirtapiikki. Virtapiikin aikaansaama jännite on tyristorin kannalta myötäsuuntainen. Jännitteen nousunopeuden ollessa riittävän suuri, aiheutuu tyristorin tahaton syttyminen, ja seuraukset ovat kohtalokkaita.

Nykyisillä komponenteilla voidaan em. kytkennöissä saavuttaa tehoalue 20 kW... 500 kW jännitteellä 600 V ilman rinnankytkentöjä. Rinnankytketyillä ratkaisulla päästään jo megawattien tehoille. /Erkkilä et al. 1987/

6.4.2 Ohjaus

Katkojaa ohjataan pulssinleveysmoduloinnilla. Ohjauksen perustoiminta on virran säätö. Koneen jännitteellä on verkkokommutoiviin suuntaajiin verrattuna vähäisempi merkitys, sillä jännite on vain nopeuden seuraus. Jännitettä ei tarvita samoin perustein kuin tavallisessa vastarinnankäytössä sillanvaihdon seurantaan tarkentamaan momentin suunnanvaihtoa, koska virtasäädön ei tarvitse odottaa virran nollakohtaa itsekommutoinnin johdosta. /Erkkilä et al. 1987/

Kuvan 6.12 mukaisen kytkennän ohjaus voidaan toteuttaa seuraavasti: Kumpikin tasasähkökoneen navoista voidaan kytkeä joko syötön plus- tai miinuskiskoon. Tällöin suuntaajan toiminta voidaan esittää kuvan 6.13 mukaisesti kahdella vaihtokytkikimellä (A ja B), jotka voivat saada joko arvon 0 (kytkentä miinus-kiskoon) tai 1 (kytkentä plus-kiskoon).



Kuva 6.13. Vaihtokytkimin toteutettu silta ja kytkimien ohjaus

Suuntaajan ohjaus voidaan toteuttaa esim. kaksipistesäätönä (Bang bang -säätö). Kaksipistesäädön toimintaperiaate on seuraava: Virtaohjeen ympärille muodostetaan ala- ja yläraja, jonka sisällä virran oloarvon tulee olla. Toleranssi voidaan määrätä sovellyskohtaisesti. Virtaa mitataan jatkuvasti, ja virran oloarvoa verrataan ylä- ja alarajaan. Mikäli oloarvo on rajojen sisällä, säilytetään kytkimien asennot entisellään. Mikäli raja-arvo on ylitetty, tehdään korjaus muuttamalla kytkimien tilaa. Oletetaan että kone toimii moottorina ja sen smv on kuvan 6.13 merkinnöillä positiivinen. Tällöin kytkintä B

pidetään koko ajan asennossa 0 (eli miinus-kiskossa). Kytkin A on asennossa 1 jos momenttia tarvitaan lisää (= virtaohjeen alaraja on alitettu) ja asennossa 0 jos momenttia halutaan vähentää.

Nykyisillä puolijohteilla saavutetaan melko nopeat sammutusajat. Koska sammutusajat ovat kuitenkin olemassa, aiheutuu tästä raja pienimmälle ohjauspulssille ($\approx 30 \mu s$), jolloin myös virtasäädön dynamiikka on rajoittunut.

6.4.3 Vertailu 6-pulssisiltaan

Katkojakäyttöjen soveltamisen tavoitteena on ollut periaatteellinen yksinkertaisuus verrattuna verkkokommutoivaan suuntaajaan, komponenttien lukumäärän pienentäminen sekä säädettävyyden parantaminen. Lisäksi yksi katkojakäyttöjen sovellusalue on heikot verkot, koska verkkovaikutukset ovat pienet. Katkojaa syöttävän verkon ei tarvitse kehittää loistehoa kuten 6-pulssisuuntaajaa syöttävän verkon, ja sen ottamaa pätötehoa on helppo rajoittaa.

Verkkokommutoitavien suuntaajien säädettävyys on usein riittävä monimoottorikäyttöihin. On kuitenkin alueita joissa säätötekniinen vaativuus on pakottanut katkojakäyttöihin. Katkojakäyttöjä on käytetty erityisesti silloin, kun on haluttu korvata epäjatkuvia tai syklisesti muuttuvia liikkeitä tuottavat mekaaniset kojeistot sähkökäytöllä. Perusteena on ollut laitteiden merkittävä yksinkertaistaminen toimintavarmuuden ja taloudellisuuden parantamiseksi. Tyypillinen sovellus on ollut pakkauslinjat, joissa moottoritehot ovat kuitenkin olleet pieniä (1...5 kW). Näin pienissä sovelluksissa säädettävyys on saatu transistorikatkojilla. /Erkkilä et al. 1987/

Suuritehoisia sovelluksia ei katkojakäytöllä ole juuri toteutettu. ABB on kuitenkin soveltanut katkojaa 200 kW teholuokassa Helsingin raitiovaunuissa. Tällöin katkojan valitseminen on johtunut lähinnä kyvystä liittyä tasajännitesyöttöön. Lisäksi ABB on testikäytöissä käyttänyt yhdestä taajuusmuuttajan vaiheesta rakennettua katkojaa, jonka teho on ollut noin 700 kW.

Taulukko 6.3. Katkojakäytön edut ja haitat 6-pulssisiltoihin nähden

<i>Edut</i>	<i>Haitat</i>
<ul style="list-style-type: none"> • paremmat säätöominaisuudet • vähemmän ohjattavia haaroja sillassa • hyvä liitettävyys linjakäytön DC-jakeluun – tämä mahdollistaa katkojien ja taajuusmuuttajien käytön samasta kiskostosta • verkkosuuntaajan ohjaus mahdollista teho-kertoimella 1 • tehoaste voidaan toteuttaa helposti taajuusmuuttajan vaihtosuuntaajasta 	<ul style="list-style-type: none"> • kaksinkertainen energian konversio verkkoon nähden on monimutkainen ja lisää komponenttikustannuksia varsinkin yksittäiskäytöissä • kaksinkertaisen energiakonversion takia häviöt lisääntyvät yhden puolijohdehaaran verran yksinkertaisella katkojalla • suurista jännitevaihteluista johtuen koneen eristystaso saattaa rasittua enemmän ja moottorin kommutaattori-ongelmia saattaa esiintyä

6.5 Resonanssipiirillä varustettu suuntaaja

6.5.1 Häviötön kytkentä

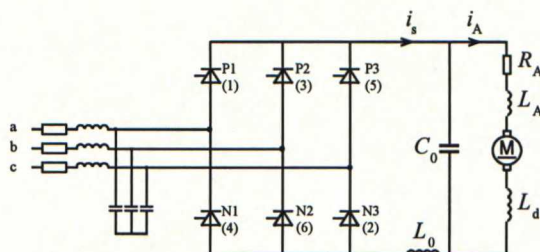
Suuntaajat voidaan luokitella kahteen tyyppiin kytkentätapahtuman mukaisesti: häviölinen kytkentä ja häviötön kytkentä. Häviöllisessä kytkennässä puolijohteet katkaisevat virran tai jännitteen suurilla arvoilla, kun taas häviöttömässä kytkennässä kytkentä tapahtuu joko jännitteen tai virran ollessa nolla. Häviötön kytkentä voidaan toteuttaa joko sarja- tai rinnakkaisresonanssipiireillä. Sarjaresonanssilla toimiva tasasuuntaaja on esitetty lähteessä /Aydemir et al. 1993/. Suuntaaja toimii suurella taajuudella ja muodostaa sarjaresonanssipiiriin resonanssivirran, jolloin kytkimen virta saadaan nolaksi kytkentähetkellä ja näinollen kytkentähäviöt saadaan minimoitua. Suuri kytkentätaajuus taas mahdollistaa vain vähäiset vääristymät syöttöverkon vaihevirtoihin ja siten myös suodatustarve vähenee. Lisäksi tehokertoimeksi saadaan lähes 1.

6.5.2 Rakenne

Kuvassa 6.14 on esitetty suuntaajan rakenne. Tyristorien rinnalla olevia RC-suojia ei ole piirretty kuvaan. Resonanssipiiriin muodostavat induktanssi L_0 ja kapasitanssi C_0 . Kytkentähäviöt pienenevät huomattavasti, koska tyristorien kytkeminen tapahtuu virtapulsien nollakohdassa. Samalla tyristorien ohjaaminen suurella taajuudella on mahdollista; resonanssitaajuus voi olla noin 30 kHz. Käytännössä kytkentätaajuus on kuitenkin hieman pienempi sillä jokaisen pulssin jälkeen tyristorin myötäjännitteen estokyky on saavutettava.

Mikäli suuntaajaa halutaan käyttää kaikissa virta–jännite -tason neljänneksissä, on kaksi siltää kytkettävä rinnakkain vastakkaisiin suuntiin kuten tavallistenkin tyristorisiltojen tapauksessa. Toinen mahdollisuus on tietysti käyttää ankkuripiiriin tai magnetoinnin polariteetin vaihtavia kontaktoreita, mutta ratkaisu ei sovellu nopeita suunnanvaihtoja vaativiin käyttöihin.

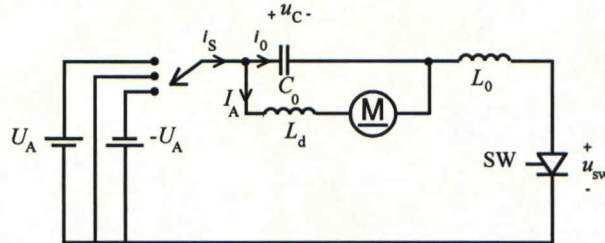
Mikäli resonanssipiiriin induktanssissa (L_0) tapahtuvia häviöitä halutaan vähentää, voidaan kuristin sijoittaa myös tasasähkökoneen rinnalle kondensaattorin kanssa sarjaan. Tällöin tasavirta I_A ei kulje resonanssipiiriin induktanssin kautta resonanssivirran aikana. Kytkennällä saavutetaan lähteen /Aydemir et al. 1993/ mukaan parempi suorituskyky, jos induktanssin L_d arvo on pieni. Lisäksi kytkennällä saavutetaan hieman parempi tehokerroin pienillä nopeuksilla sekä pienemmät yliaallot raskailla kuormilla.



Kuva 6.14. Sarjaresonanssipiirillä toteutetun tasasuuntaajan rakenne

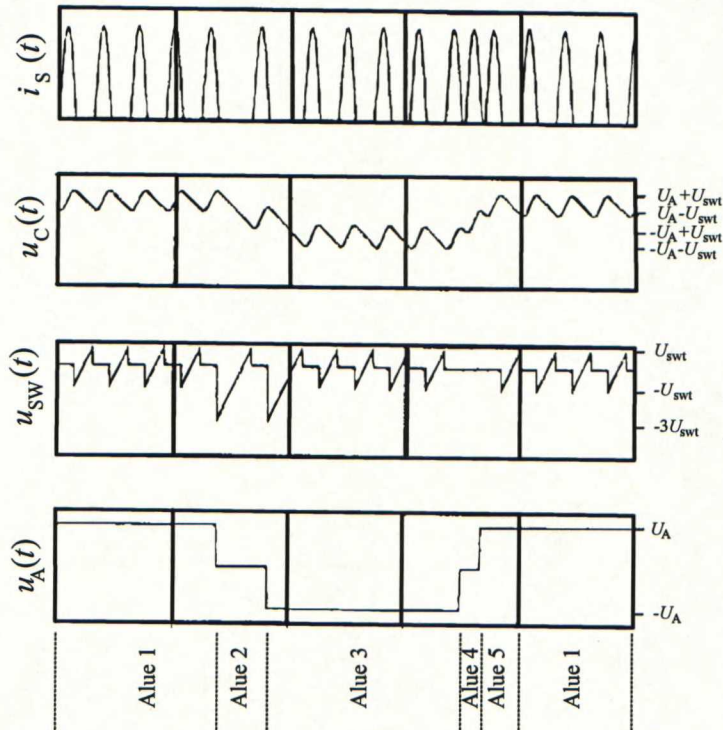
6.5.3 Suuntaajan toiminta

Tasasähköpuolen sarjaresonanssipiiri toimii periaatteessa siten, että AC-resonanssivirtaan lisätään DC-erojännite, jolloin virran suunta ei muutu. Kytkiminä voidaan käyttää tavallisia tyristoreita. Suuntaajan toiminnan ymmärtämiseksi tarkastellaan kuvan 6.15 mukaista yksivaiheista mallia.



Kuva 6.15. Sarjaresonanssisuuntaajan yksivaiheinen malli /Aydemir et al. 1993/

Koska syöttöjännitteen taajuus on paljon pienempi kuin piirin resonanssitaajuus, voidaan suuntaajan lähtöjännite olettaa vakioksi (U_A , 0, $-U_A$) tarkasteltavana ajan jaksona kuten myös tasavirta I_A . Yksivaiheisessa sijaiskytkennässä oleva kytkin SW edustaa kolmivaiheisen kytkennän kahta johtavaa kytkintä, ja se johtaa näiden kahden kytkimen yli olevan jännitteen ($u_{sw}(t)$) ollessa yli määrätyn positiivisen arvon (U_{swt}). Jännitteen U_{swt} suuruus on tietty osa tasajännitteestä (U_A); tässä tapauksessa yhtälöt ja kuvat vastaavat arvoa $U_{swt} = 0,5 \cdot U_A$. Kuvassa 6.16 on havainnollistettu viisi erillistä suuntaajan toiminta-aluetta.



Kuva 6.16. Suuntaajan eri toiminta-alueet /Aydemir et al. 1993/

Piirin toiminta eri alueissa on seuraava: /Aydemir et al. 1993/

- Alue 1: Suuntaajasta halutaan positiivinen lähtöjännite. Kytkin alkaa johtaa kun $u_{sw}(t) = U_{swt}$, ja seuraavat yhtälöt kuvaavat piirin toimintaa:

$$u_C(0) = U_A - U_{swt} \quad (6.6)$$

$$i_s(0) = 0 \quad (6.7)$$

$$u_C(t) = U_A - U_{swt} \cos \omega_0 t - Z_0 I_A \sin \omega_0 t \quad (6.8)$$

$$i_s(t) = I_A + \frac{U_{swt}}{Z_0} \sin \omega_0 t - I_A \cos \omega_0 t \quad (6.9)$$

$$\left(\omega_0 = \frac{1}{L_0 C_0} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right) \quad (6.10)$$

Kun virtapulssi saavuttaa nollan, kytkin lakkaa johtamasta ja kondensaattori alkaa purkautua virralla I_A :

$$u_C(t) = -\frac{I_A}{C_0} t + U_A + U_{swt} \quad (6.11)$$

Kun $u_{sw}(t) = U_{swt}$ niin kytkin alkaa jälleen johtaa ja saadaan toinen virtapulssi.

- Alue 2: Jos i_A on suurempi kuin virran ohjearvo, täytyy suuntaajan antaa negatiivinen jännite resonanssiin jotta resonanssivirta pienenee. Koska komponenttien jänniterasituksia halutaan pienentää, kytketään nolla-jännite ensin. Tämä vastaa kahden kytkimen valintaa samasta haarasta. Tällöin $u_{sw}(t) = -u_C(t)$. Kun $u_{sw}(t) = U_{swt}$ täytyy kytkimen johtaa. Alueen 2 kesto on aina vain yksi pulssijakso, jonka jälkeen siirrytään alueeseen 3. Alueessa 2 saadaan yhtälöt:

$$u_C(0) = -U_{swt} \quad (6.12)$$

$$i_s(0) = 0 \quad (6.13)$$

$$u_C(t) = -U_{swt} \cos \omega_0 t - Z_0 I_A \sin \omega_0 t \quad (6.14)$$

$$i_s(t) = I_A + \frac{U_{swt}}{Z_0} \sin \omega_0 t - I_A \cos \omega_0 t \quad (6.15)$$

- Alue 3: Vaadittu negatiivinen jännite yhdistetään nyt piiriin. Tällöin $u_{sw}(t) = -U_A - u_C(t)$. Kapasitanssi varautuu vastakkaiseen jännitteeseen kunnes $u_{sw}(t) = U_{swt}$. Tämän jälkeen seuraavat yhtälöt pätevät:

$$u_C(0) = -U_A - U_{swt} \quad (6.16)$$

$$i_s(0) = 0 \quad (6.17)$$

$$u_C(t) = -U_A - U_{swt} \cos \omega_0 t - Z_0 I_A \sin \omega_0 t \quad (6.18)$$

$$i_s(t) = I_A + \frac{U_{\text{swt}}}{Z_0} \sin \omega_0 t - I_A \cos \omega_0 t \quad (6.19)$$

Piiri pidetään alueessa 3 niin kauan kun negatiivista jännitettä tarvitaan kytkimien sammuttamiseen. Kun i_A on alle virran ohjearvon, täytyy positiivinen jännite kytkeä jälleen. Siirtyminen tapahtuu kuitenkin taas nolla-tilan kautta.

- Alue 4: Kun virta saavuttaa arvon nolla alueen 3 lopussa, on kytkimen jännite U_{swt} . Tämän johdosta kapasitanssin varautumiseen tai purkautumiseen ei kulu aikaa, ja kytkin alkaa johtaa välittömästi. Seuraavat yhtälöt kuvaavat toimintaa alueessa 4:

$$u_C(0) = -U_A + U_{\text{swt}} \quad (6.20)$$

$$i_s(0) = 0 \quad (6.21)$$

$$u_C(t) = -(U_A - U_{\text{swt}}) \cos \omega_0 t - Z_0 I_A \sin \omega_0 t \quad (6.22)$$

$$i_s(t) = I_A + \frac{U_A - U_{\text{swt}}}{Z_0} \sin \omega_0 t - I_A \cos \omega_0 t \quad (6.23)$$

Kun virta i_s saavuttaa arvon nolla, alue 4 loppuu ja siirtyminen alueeseen 5 tapahtuu.

- Alue 5: Kuormaan halutaan positiivinen jännite. Alueen 4 lopussa saavutetaan ehto $u_{\text{sw}}(t) = U_{\text{swt}}$ ja kytkentä tapahtuu välittömästi. Alueessa pätevät seuraavat yhtälöt:

$$u_C(0) = U_{\text{swt}} \quad (6.24)$$

$$i_s(0) = 0 \quad (6.25)$$

$$u_C(t) = U_A - (U_A - U_{\text{swt}}) \cos \omega_0 t - Z_0 I_A \sin \omega_0 t \quad (6.26)$$

$$i_s(t) = I_A + \frac{U_A - U_{\text{swt}}}{Z_0} \sin \omega_0 t - I_A \cos \omega_0 t \quad (6.27)$$

Ensimmäisen pulssin jälkeen alue 5 päättyy ja alue 1 alkaa jälleen. /Aydemir et al. 1993/

6.5.4 Ohjaus

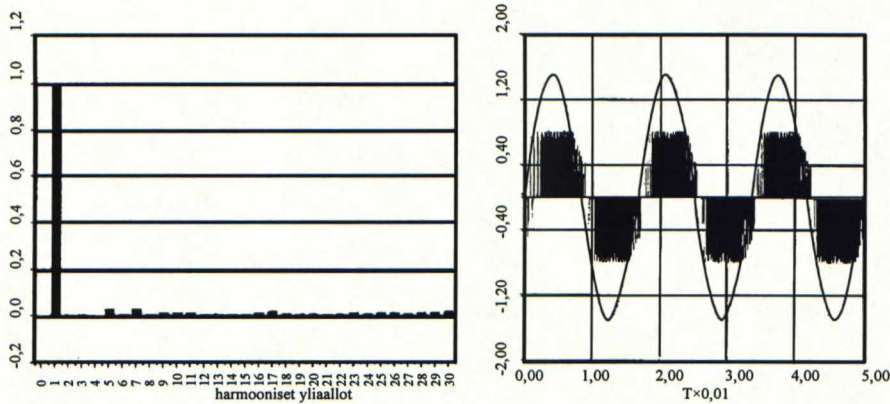
Suuntaajan säätöpiiri on toteutettavissa perinteisellä kaskadisäädöllä. Virtasäädön tärkeys korostuu, sillä ilman sitä ei resonanssipulsseilla ole havaittavissa nollakohtaa. Tällöin kytkeminen virrattomana ei onnistu.

Tasavirran ohje- ja oloarvon erotusta käytetään syöttövirran ohjearvon muodostamiseen. Lopuksi syöttövirran ohje- ja oloarvon erotuksesta muodostetaan kolme virhesignaalia. Näiden signaalien perusteella määritellään, mitkä kytkimet alkavat johtaa seuraavalla kytkentähetkellä. Kytkimiä ohjataan siten, että lähtöjännitteen arvo voi olla joko maksimaalinen positiivinen arvo, negatiivinen arvo tai nolla riippuen virhesignaalista. Siirtyminen positiivisesta arvosta negatiiviseen on tapahduttava nollan kautta, jotta liian

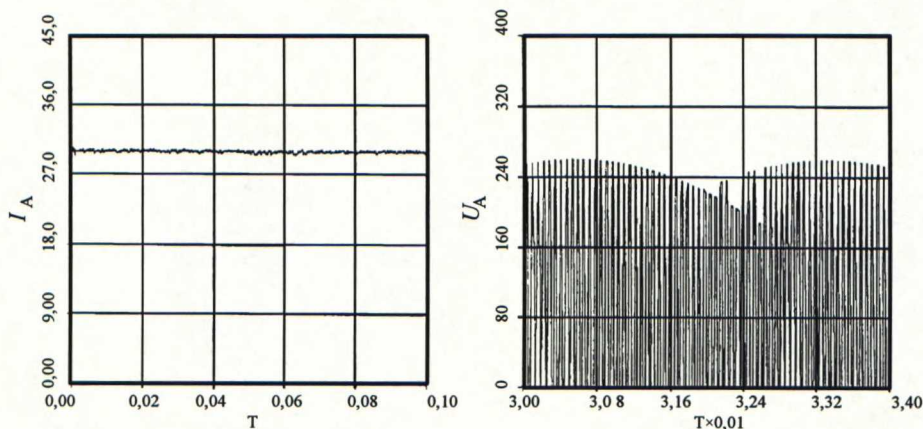
suurilta jänniterasituksilta välttyttäisiin. Johtavat tyristorit määritellään seuraavasti: positiivisen puolen kytkimistä sytytetään tyristori, jonka virhe on suurin, ja vastaavasti negatiivisen puolen kytkimistä sytytetään suurinta virhettä vastaava tyristori. /Aydemir et al. 1993/

6.5.5 Tehokerroin ja yliaallot

Koska tasajännitteen suuruutta säädetään pulssien leveyden avulla eikä sytytystä viivästämällä, ei ohjausloistehoa synny. Ohjauksella on siten mahdollista saavuttaa suuntaajan tehokertoimeksi lähes yksi. Pulssien leveydet voidaan muodostaa (esim. sinikolmiovertailulla) siten, että syöttövirrat ovat lähes sinimuotoiset ja yliaallot eliminoituvat tehokkaasti. Suuren toimintataajuuden ansiosta myös lähtövirta on hyvin tasaista. Kuvissa 6.17 ja 6.18 on lähteessä /Aydemir et al. 1993/ esitetty suuntaajan toimintakäyrät staattisessa tilassa. Kuten kuvista nähdään, ovat yliaallot hyvin pienet sekä syöttöverkkoon että kuormaan päin. Tehokertoimen arvo pysyy ideaalisena sillä vaihesiirtoa syöttövirran ja -jännitteen välillä ei esiinny.



Kuva 6.17. Syöttövirran harmoniset yliaallot (vas.) ja syöttöjännitteen ja vaihevirran käyrämuodot (oik.) /Aydemir et al. 1993/



Kuva 6.18. Suuntaajan lähtövirta ja -jännite pysyvässä tilassa /Aydemir et al. 1993/

6.5.6 Vertailu 6-pulssisiltaan

Resonanssiipiirillä varustetulla suuntaajalla on useita etuja verkkokommutoiviin suuntaajiin nähden. Resonanssiipiirillä varustetun suuntaajan etuja ja haittoja on esitetty taulukossa 6.4. Lisäksi on huomattava, että tässä tarkasteltu suuntaaja on toteutettu tyristöreilla. Mikäli suuntaajan tehoaste muodostetaan esim. transistoreilla, ovat säätömahdollisuudet vielä huomattavasti monipuolisemmat ja paremmat; toisaalta komponenttien tehonkesto on samalla pienempi kuin tyristöreilla.

Taulukko 6.4. Resonanssiipiirillä toteutetun suuntaajan edut ja haitat verkkokommutoiviin siltoihin nähden

<i>Edut</i>	<i>Haitat</i>
<ul style="list-style-type: none"> • pienentyneet yliaallot sekä verkkoon että tasasähkökoneeseen • parempi tehokerroin • pienet kytkemishäviöt • parempi ohjaus 	<ul style="list-style-type: none"> • monimutkainen ohjaus • kalliimmat komponentit

6.6 Johtopäätökset

Suuntaajien ohjaus on helpoimmin toteutettavissa ideaalisilla kytkimillä. Ideaalisilla kytkimillä on suuri jännite- ja virtakestoisuus, niiden resistanssi johtavassa tilassa on nolla, vuotovirta kytkimen ollessa auki on nolla, niiden lämmön ja säteilyn sietokyky on suuri, ne syttyvät ja sammuvat äärettömän nopeasti sekä niiden rikkoutumisväli (MTBF = Mean Time Before Failure) on pitkä. Tietysti tämän kaiken pitää olla saatavissa edulliseen hintaan.

Edellä mainittuja tavoitteita ei koskaan täysin saavuteta, mutta kehitystä tapahtuu koko ajan: puolijohdekomponenttien koko pienenee, suorituskkyky ja luotettavuus paranevat sekä hinta laskee. Koska piipohjaisten tehoelektroniikkakomponenttien hinta laskee jatkuvasti, ja toisaalta passiivisten komponenttien kuten kuristimien, kondensaattorien, muuntajien jne. hinta nousee, on luonnollista että tekniset ongelmat pyritään yhä useammin ratkaisemaan piipohjaisilla komponenteilla /Bose 1992/.

Kytkennopeus (komponentin syttymis- ja sammumisaika) on luultavasti tehopuolijohdeiden tärkein ominaisuus, sillä suuri nopeus (samalla myös suurempi taajuus) mahdollistaa laitteiden pienemmän koon, pienemmän hinnan ja paremman suorituskvyn koko tehoelektroniikkalaitteistolle. Kytkennoaajuuden nostamisesta aiheutuu suuremmat tehohäviöt. Kytkimien tehohäviöitä voidaan kuitenkin vähentää RC-suojilla, jolloin kokonaishäviöt tosin kasvavat. Komponenttien kehittyessä RC-suojien kokoa voidaan pienentää, sillä pienellä kytkentäviiveellä toimivien komponenttien häviöt ovat pienemmät.

Kytkennohäviöt voidaan eliminoida täysin suorittamalla kytkentä joko virrattomana (ZCS = zero current switching) tai jännitteettömänä (ZVS = zero voltage switching). Tämän tyyppin suuntaajat mahdollistavat paremman tehokkuuden, pienemmän jäähdytystarpeen (= pienemmät jäähdytysalueet), paremman luotettavuuden ja suuntaaja ei

vaadi RC-suojia. Onkin nähtävissä, että tasasuuntaajissa tapahtuu muutos perinteisestä vaihemoduloidusta tekniikasta pulssinleveysmoduloituun tekniikkaan ja seuraavaksi resonanssipiireihin. Tämä kehitys on jo nähtävissä pienitehoisissa laitteissa, mutta tulevaisuudessa sama kehitys tullaan näkemään myös keski- ja suuritehoisissa sovelluksissa. /Bose 1992/

7 Yhteenveto

Teollisuudessa käytetään edelleen laajalti tasasähkökoneita, joita ohjataan 6-pulssisella tyristorisillalla. Nykyisillä digitaalisilla ohjausjärjestelmillä suuntaaja saadaan toimimaan ideaalisesti, sillä 6-pulssisillan toiminta tunnetaan tarkasti. Tällöin suuntaajan virtaohje saadaan toteutettua yhden virtapulssin aikana. Verkkokommutoivan 6-pulssisillan toiminnan nopeuttaminen tästä ei ole enää mahdollista.

6-pulssisillan virtasäädön toteuttamiseksi ideaalisesti on olemassa useita vaihtoehtoja. Usein on kuitenkin hyödyllisempää toteuttaa ohjauslaitteistolla vain sovelluksen kannalta riittävä suorituskky mahdollisimman yksinkertaisesti ja nopeasti, jolloin prosessorin kapasiteettia voidaan hyödyntää myös muihin tehtäviin.

Uusimmat standardit tulevat asettamaan yhä tiukempia vaatimuksia suuntaajien verkkoon aiheuttamien yliaaltojen suhteen, ja voimayhtiöt laskuttavat loistehon kulutuksesta jo nykyään. Voidaankin sanoa sähkölaitteiden saastuttavan ympäristöään yliaalloilla ja loisteholla. Näiden haittojen poistamiseksi on useita keinoja erilaisista yliaaltosuodattimista loistehokompensaattoreihin. Ylimääräisten osien kustannuksista johtuen on varmaa, että tulevaisuudessa sähköön laadulle ystävällisemmät tuotteet ovat houkuttelevampia. Kehitys näyttää menevän oikeaan suuntaan, sillä komponenttien kytkemisenopeutta pyritään nostamaan ja sekä parempia suuntaajakytkentöjä että ohjausmenetelmiä kehitetään.

Vaikka komponenttien tasolla onkin tapahtunut suurta kehitystä, näyttäisi siltä että teollisuussovelluksissa kehitys kulkee jäljessä – ainakin tasasuuntaajien osalta. Teoriatasolta ei olla päästy kunnolla edes laboratoriotasolle, saati sitten teollisuussovelluksiin. Tämä johtuu suurelta osin asiakkaiden taipumuksesta pysyttäytyä vanhassa ja turvalisessa tekniikassa. Osittain kehityksen hidastuminen johtuu myös siitä, että teollisuuden työvälineet eivät ole yhtälailla tavallisten ihmisten huomion kohteena kuten kulutustavarat, joissa viimeisimmätkin kehityssaskeleet näkyvät heti.

Tutkimusta tasasähkökäyttöjen kehittämiseksi ei ole syytä lopettaa, sillä markkinat ovat edelleen suuret. On kuitenkin mietittävä tarkasti mihin kehitystyö kohdistetaan. Tässä tutkimuksessa on tuotu esille joitain 6-pulssisillan ohjausmahdollisuuksia sekä joitain vaihtoehtoisia suuntaajakytkentöjä. Useista eri ideoista kaikkia ei voi, eikä ole järkevää toteuttaa. Tuotekehityksen suunnat on selvitettävä teollisuuden ja asiakkaiden tarpeiden mukaisesti, jolloin teknisten seikkojen ohella tärkeä asia ovat kustannukset. Uusien teknisten ominaisuuksien ja kustannusten vertailu on suoritettava tarkasti, jotta tuotekehityksessä päädytään taloudelliseen ratkaisuun.

Lähdeluettelo

- April, G-E. et al. 1985. A Novel Type of 12-Pulse Converter. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, 1, s. 180-191.
- Aydemir, M. T. et al. 1993. Utilization of a Series Resonant DC Link for a DC Motor Drive. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, 5, s. 949-958.
- Biswas, S. K. et al. 1987. A Three-Phase AC to DC Converter with Input Displacement Factor and Output Voltage Control. IEEE-IAS-1987 Annual Meeting, 18.-23.9.1987. Hyatt Regency Hotel, Atlanta, Georgia. s. 685-690.
- Bose, B. K. 1992. Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, 2, s. 403-413.
- Bose, B. K. 1993. Power Electronics and Motion Control-Technology Status and Recent Trends. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, 5, s. 902-909.
- Collings, T. D. et al. 1991. A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-dc Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, 5, s. 921-927.
- Doradla, S. R. et al. 1985. Open-Loop and Closed-Loop Performance of an AC-DC PWM Converter Controlled Separately Excited DC Motor Drive. IEEE-IAS-1985 Annual Meeting, 6.-11.9.1985. Royal York Hotel, Toronto, Canada. s. 411-418.
- Doradla, S. R. et al. 1985b. A Sinusoidal Pulsewidth Modulated Three-Phase AC to DC Converter-Fed DC Motor Drive. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, 6, s. 1394-1408.

- Eriksson, P. L. 1993. High Utilization Control, HUC, for dc-drives. Västerås, ABB Drives Ab. 9 s. ABB:n sisäinen julkaisu.
- Erkkilä, I. et al. 1987. Katkojakäyttöjen soveltaminen monimoottorikäyttöihin. Helsinki, ABB Industry Oy. 10 s. ABB:n sisäinen julkaisu.
- Inaba, H. et al. 1985. A New Speed Control System for DC Motors Using GTO Converter and its Application to Elevators. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, 2, s. 391-397.
- Joos, G. et al. 1985. Modeling the Discontinuous Conduction Mode in Converter-Fed Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, 1, s. 274-278.
- Kataoka, T. et al. 1985. A Pulsewidth Modulated AC to DC Converter using Gate Turn-Off Thyristors. IEEE-IAS-1985 Annual Meeting, 6.-11.9.1985. Royal York Hotel, Toronto, Canada. s. 966-974.
- Khan, B. H. et al. 1991. A New Simultaneous Gating GTO Dual Converter-Fed dc Motor Drive Without Circulating Current. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, 3, s. 560-566.
- Khan, B. H. et al. 1993. An Economical Four-Quadrant GTO Converter and Its Application to DC Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 8, 1, s. 62-68.
- Kosko B. 1993. Sumea logiikka. Jyväskylä, Gummerus Kirjapaino Oy. 363 s. Englanninkielisestä alkuteoksesta *FUZZY THINKING, The New Science of Fuzzy Logic* suomentanut Kimmo Pietiläinen.
- Kovacic, Z. et al. 1993. Adaptive Time Optimal Control of Thyristor Converter Current. EPE-1993 Annual Meeting, 13.-16.9.1993. s. 41-46.
- Kusko, A. et al. 1993. Application of 12-Pulse Converters to Reduce Electrical Interference and Audible Noise from dc Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, 1, s. 153-160.

- Lasson, A. 1993. Control of a Self-Commutated Twelve-Pulse Converter Operating on the Utility Grid. Göteborg, Sweden, Department of Electrical Machines and Power Electronics, Technical Report No. 164 L. 112 s.
- Leonhard, R. et al. 1987. New Precalculating Current Controller for DC Drives. Second European Conference on Power Electronics and Applications 1987, Proceedings of EPE, Annual meeting, 22.-24.9.1987. Grenoble, France s. 659-664.
- Luomi, J. 1992. Sähkövoimatekniikka. Opintojakson Svt-141 luennot. Teknillinen korkeakoulu, Sähkötekniikan osasto, Sähkömekaniikka. 169 s.
- Malesani, L. et al. 1987. A Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, 1, s. 71-77.
- Mård, M. 1992. Sähkökäyttö ja tehoelektroniikka. Jyväskylä, Gummerus Kirjapaino Oy. 354 s.
- Mård, M. 1993. Opetusmoniste: S.81.181 Sähkökäyttö, lukuvuosi 1993/94. Otaniemi. Otapaino. 389 s.
- Ohmae, T. et al. 1980. A Microprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, 3, s. 388-394.
- Ohmae, T. et al. 1986. A Microprocessor-Based Current Controller with an Internal Current-Rate Loop for Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, 5, s. 805-811.
- Ojala, P. 1987. Diplomityö: Metalliteollisuuskäyttöjen dynaamisten vaatimusten toteuttaminen tasasähkökäytöissä. Teknillinen Korkeakoulu. 90 s.
- Ooi, B. T. et al. 1985. A 3-Phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor. IEEE-IAS-1985 Annual Meeting, 6.-11.9.1985. Royal York Hotel, Toronto, Canada., s. 1008-1014.

- Pierre, X. et al. 1993. A High Power Voltage Source Rectifier with Sinusoidal Inputs. EPE-1993 Annual Meeting, 13.-16.9.1993. s. 120-125.
- Schlabach, L. A. 1986. Conduction Limits of a Three-Phase Controlled Converter in Inversion. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, 2, s. 298-303.
- Schlabach, L. A. 1991. Analysis of Discontinuous Current in a 12-Pulse Thyristor dc Motor Drive. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, 6, s. 1048-1054.
- Smith, M. 1994. Sensors, Appliance Control, and Fuzzy Logic. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, 2, s. 305-310.
- Soljama, H. 1981. Diplomityö: Mikroprosessorilla ohjattu tyristoritasuuntaaja tasavirtamoottorin virtalähteenä. Teknillinen Korkeakoulu. 79 s.
- Sousa, G. D. C. et al. 1994. A Fuzzy Set Theory Based Control of a Phase-Controlled Converter DC Machine Drive. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, 1, s. 34-44.
- Wu, R. et al. 1991. A Analysis of a PWM ac to dc Voltage Source Converter under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, 4, s. 756-764.